

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-111431

(43)Date of publication of application : 12. 04. 2002

---

(51)Int. CI. H03H 9/145

H03B 5/30

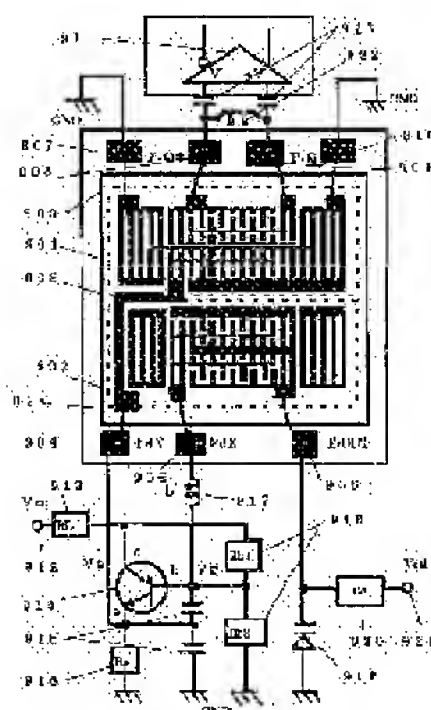
---

(21)Application number : 2000- (71)Applicant : SEIKO EPSON CORP  
296806

(22)Date of filing : 28. 09. 2000 (72)Inventor : TAKAGI MICHIAKI  
KINOSHITA YUSUKE

---

(54) ELASTIC SURFACE WAVE APPARATUS



(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide balanced type SAW oscillator and voltage controlled SAW oscillator(VCSO) to generate a high quality output signal with suppressing a more substantial amount of harmonic components than conventional amount as a clock signal source in a high cable communication market of Gbit system.

SOLUTION: The SAW oscillator with a built-in filter is composed, for example, with integrating a SAW filter of lateral double mode and a SAW resonator in one body on a single chip by using a crystal board and also with adding external active elements and passive elements, moreover, oscillating and filtering at a single frequency is allowed with an elastic combination of the SAW resonator and the SAW filter to generate one and the same resonance frequency. Furthermore. A VCSO can be

composed, that VCS0 operates the SAW resonator at a frequency from a first slant-symmetric mode A1 to a first symmetric mode S1 mode with making a frequency difference between the two modes be a band pass filter with around 1,000 ppm by suing the mode S1 and A1 as two independent resonance modes synthesizing a characteristic of the SAW filter.

---

#### LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's  
decision of rejection]

[Kind of final disposal of  
application other than the  
examiner's decision of rejection or  
application converted registration]

[Date of final disposal for  
application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against  
examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against  
examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998, 2003 Japan Patent Office

\* NOTICES \*

**JPO and NCIP are not responsible for any  
damages caused by the use of this translation.**

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.

3. In the drawings, any words are not translated.

---

#### CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1] On piezo electric crystal monotonous, make a SAW resonator and

an SAW filter into one, form them, and it connects with an external amplifier. In the surface acoustic wave equipment which makes an output signal the signal which supplied the output signal of a SAW oscillator, and a nothing and said SAW oscillator to said SAW filter on said piezo electric crystal monotonous, and was filtered Said SAW filter and a SAW resonator At least one blind-like electrode, Since the surface acoustic wave which said blind-like electrode generates is reflected in the both sides, It is the configuration of the horizontal duplex mode type which adjoined each other to the propagation direction X of said surface acoustic wave, and has arranged two SAW resonators with one pair of reflectors almost in parallel. The SAW filter of said horizontal duplex mode type and the transmission characteristic of a SAW resonator The blind-like electrode which it is compounded from the primary symmetric mode S1 and the primary oblique symmetry mode A1 belonging to the transverse mode, and said two SAW resonators have So that the vibration displacement in said primary symmetric mode S1 and the primary oblique symmetry mode A1 can be excited efficiently A polarity is reversed and formed in the central part of the direction of breadth of said each resonator of SAW. Further said SAW filter and SAW resonator Surface acoustic wave equipment characterized by making the delta frequency in said S1 mode and the A1 mode with about 100 ppm or less, and enabling it to operate on the same frequency after taking distance GAPFR in the direction of breadth and making it combine with it elastically.

[Claim 2] The distance GAPFR of the direction of breadth of said SAW resonator and SAW filter is surface acoustic wave equipment according to claim 1 characterized by being in the range of  $1\lambda$  to  $4\lambda$  by making wavelength  $\lambda$  of a surface acoustic wave into a unit.

[Claim 3] The blind-like electrode which said SAW resonator reverses is surface acoustic wave equipment according to claim 1 which the crossover width method WC 00 of a forward negative electrode finger makes wavelength  $\lambda$  of a surface acoustic wave a unit, and is characterized by being in the range of  $9\lambda$  to  $12\lambda$ .

[Claim 4] Blind-like \*\* of said two SAW resonators is surface acoustic wave equipment according to claim 1 characterized by carrying out separation arrangement by gap length E of 2.5 $\mu$ m to 5 $\mu$ m(s) at the side which approaches mutually.

[Claim 5] On piezo electric crystal monotonous, make a SAW resonator and an SAW filter into one, form them, and it connects with an external amplifier. In the surface acoustic wave equipment which makes an output signal the signal which supplied the output signal of a SAW oscillator, and a nothing and said SAW oscillator to said SAW filter on said piezo

electric crystal monotonous, and was filtered Since said SAW filter reflects the surface acoustic wave which at least one blind-like electrode and said blind-like electrode generate in the both sides, It is the configuration of the horizontal duplex mode type which adjoined each other to the propagation direction X of said surface acoustic wave, and has arranged two SAW resonators with one pair of reflectors almost in parallel. The transmission characteristic of the SAW filter of said horizontal duplex mode type is compounded from the primary symmetric mode S1 and the primary oblique symmetry mode A1 belonging to the transverse mode. The blind-like electrode which said two SAW resonators have So that the vibration displacement in said primary symmetric mode S1 and the primary oblique symmetry mode A1 can be excited efficiently The polarity is reversed and formed in the central part of the direction of breadth of said each resonator of SAW. And said SAW resonator By forming the blind-like electrode of the same configuration as said SAW filter So that it may operate by the series resonating frequency  $f_s$  (A1) in the primary oblique symmetry mode A1 of said SAW filter Nothing and the amplifier which carries out external further, Surface acoustic wave equipment characterized by constituting a voltage-controlled SAW oscillator, and for the oscillation frequency having carried out adjustable and making it exist between the S1 mode of said SAW filter, and A1 mode frequency with an expanding coil and variable capacitance diode.

[Claim 6] The blind-like electrode which said SAW resonator reverses is surface acoustic wave equipment according to claim 5 which the crossover width method WC 00 of a forward negative electrode finger makes wavelength  $\lambda$  of a surface acoustic wave a unit, and is characterized by being in the range of  $4\lambda$  to  $6\lambda$ .

[Claim 7] Blind-like \*\* of said two SAW resonators is surface acoustic wave equipment according to claim 5 characterized by carrying out separation arrangement by gap length E of 2.5 $\mu$ m to 5 $\mu$ m(s) at the side which approaches mutually.

[Claim 8] the logarithm of the blind-like electrode which said SAW resonator has -- the conductor of 120 to 300 pairs of range, and a single-sided reflector -- the surface acoustic wave equipment according to claim 1 or 5 characterized by a number being within the limits of 80 to 300.

[Claim 9] Surface acoustic wave equipment according to claim 1 or 5 characterized by for said piezo electric crystal plate being Xtal, and being ST cut X propagation bearing of a 30 - 45-degree rotation Y cut.

[Claim 10] Surface acoustic wave equipment according to claim 1 or 5

characterized by being a balance output mold about the output of said SAW filter.

[Claim 11] Said SAW resonator is surface acoustic wave equipment according to claim 1 or 5 characterized by being 1 port mold.

[Claim 12] Said SAW resonator is surface acoustic wave equipment according to claim 1 or 5 characterized by being 2 port molds.

[Claim 13] Surface acoustic wave equipment which carries out external to surface acoustic wave equipment given [ said ] in claim 5 written, and is characterized by having added the mixer circuit of the balanced type which receives the output signal of said equipment, the PLL circuit which supplies an input signal, and the criteria oscillator which supplies the input signal of said PLL circuit further, and carrying out a frequency synthesizer configuration.

=====  
[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

=====  
DETAILED DESCRIPTION

=====  
[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] On piezo electric crystal monotonous, this invention makes a SAW resonator and an SAW filter one, forms them, and it connects with an external amplifier and it relates to the surface acoustic wave equipment which makes an output signal the signal which supplied the output signal of a SAW oscillator, and a nothing and said SAW oscillator to said SAW filter on said piezo electric crystal monotonous, and was filtered.

[0002]

[Description of the Prior Art] as a SAW oscillator which has the conventional SAW filter in an output stage, the so-called vertical duplex mode SAW filter (by the alias name, called a RF narrow-band



multiplex-mode filter) which has arranged two SAW resonators in piles perpendicularly is used, and the thing using the vertical duplex mode coupling resonator of said SAW filter and isomorphism as a SAW resonator is known (it is the conventional technique of a publication in a USP No. 5721515 official report -- refer to FIG.3).

[0003] If the SAW component used for the SAW oscillator of this method is manufactured with the Xtal ST cut X propagation substrate which is a rotation Y cut of about 30 to 45 degrees excellent in the frequency temperature characteristic Signal output\*\*Vsin (2pift) of the balanced type which oppressed the noise component in phase is easily obtained by the output of said SAW filter, and also harmonic content removes by using an SAW filter -- having -- low -- the jitter source of a clock signal is obtained easily, and is useful to the backbone system of a high-speed wire communication system.

[0004]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, if the above-mentioned conventional technique is used, though a SAW resonator and an SAW filter are formed with one or another object, these frequencies are made in agreement with the precision of 100 ppm, and it is necessary to adjust them (technical problem 1). For this reason, there was a trouble that a manufacturing cost was high.

[0005] The filter which faces that the aforementioned SAW resonator, the amplifier which carries out external, and an expanding coil and variable capacitance diode constitute a voltage-controlled SAW oscillator, has the pass band width of 800 to 1000 ppm further again from on the need that the oscillation frequency carries out adjustable in the about 500 ppm range, and does not have spurious one into said pass band width is required (technical problem 2). However, in the aforementioned vertical duplex mode SAW filter, spurious (the unnecessary oscillation mode) one called the horizontal higher mode exists in the pass band width of a filter, and it is a jitter (the phenomenon of changing the phase of an output signal in an instant). It becomes fault, like this leads to the error of detection data, and has become the cause of a yield fall.

[0006] Then, the place which this invention solves such a trouble and is made into the purpose The substrate in which the frequency temperature characteristic like the Xtal ST cut was excellent in, and the Q value of an ingredient was excellent is used. Are small by integrating and forming an SAW filter and a SAW resonator on 1 chip on the same frequency mostly at one. Moreover, are the balanced type which oppressed the inphase noise component, and the balanced type output signal from an SAW filter removes harmonic content, and makes with high quality. a low

jitter and a lower order phase -- it is in providing the high-speed wire communication commercial scene of a Gbit system with the SAW oscillator and voltage-controlled SAW oscillator which are a noise source of a clock signal.

[0007]

[Means for Solving the Problem] (1) On piezo electric crystal monotonous, the surface acoustic wave equipment of this invention makes a SAW resonator and an SAW filter one, and forms them. In the surface acoustic wave equipment which makes an output signal the signal which connected with the external amplifier, supplied the output signal of a SAW oscillator, and a nothing and said SAW oscillator to said SAW filter on said piezo electric crystal monotonous, and was filtered Said SAW filter and a SAW resonator At least one blind-like electrode, Since the surface acoustic wave which said blind-like electrode generates is reflected in the both sides, It is the configuration of the horizontal duplex mode type which adjoined each other to the propagation direction X of said surface acoustic wave, and has arranged two SAW resonators with one pair of reflectors almost in parallel. The SAW filter of said horizontal duplex mode type and the transmission characteristic of a SAW resonator The blind-like electrode which it is compounded from the primary symmetric mode S1 and the primary oblique symmetry mode A1 belonging to the transverse mode, and said two SAW resonators have So that the vibration displacement in said primary symmetric mode S1 and the primary oblique symmetry mode A1 can be excited efficiently A polarity is reversed and formed in the central part of the direction of breadth of said each resonator of SAW. Further said SAW filter and SAW resonator After taking distance GAPFR in the direction of breadth and making it combine with it elastically, the delta frequency in said S1 mode and the A1 mode is made with about 100 ppm or less, and it is characterized by the bottom so that it can operate on the same frequency.

(2) In the above (1), the distance GAPFR of the direction of breadth of said SAW resonator and SAW filter makes wavelength  $\lambda$  of a surface acoustic wave a unit, and it is characterized by being in the range of  $1\lambda$  to  $4\lambda$ .

(3) The blind-like electrode which said SAW resonator reverses is characterized by for the crossover width method WC 00 of a forward negative electrode finger making wavelength  $\lambda$  of a surface acoustic wave a unit, and being in the range of  $9\lambda$  to  $12\lambda$  about it.

(4) In the above (1), blind-like \*\* of said two SAW resonators is carrying out separation arrangement by gap length E of 2.5 $\mu$ m to 5 $\mu$ m(s) at the side which approaches mutually. It is characterized by things.

(5) On piezo electric crystal monotonous, the surface acoustic wave equipment of this invention makes a SAW resonator and an SAW filter one, and forms them. In the surface acoustic wave equipment which makes an output signal the signal which connected with the external amplifier, supplied the output signal of a SAW oscillator, and a nothing and said SAW oscillator to said SAW filter on said piezo electric crystal monotonous, and was filtered Since said SAW filter reflects the surface acoustic wave which at least one blind-like electrode and said blind-like electrode generate in the both sides, It is the horizontal duplex mode type which adjoined each other to the propagation direction X of said surface acoustic wave, and has arranged two SAW resonators with one pair of reflectors almost in parallel. The transmission characteristic of the SAW filter of said horizontal duplex mode type is compounded from the primary symmetric mode S1 and the primary oblique symmetry mode A1 belonging to the transverse mode. The blind-like electrode which said two SAW resonators have So that the vibration displacement in said primary symmetric mode S1 and the primary oblique symmetry mode A1 can be excited efficiently The polarity is reversed and formed in the central part of the direction of breadth of said each resonator of SAW. And said SAW resonator By forming the blind-like electrode of the same configuration as said SAW filter with the amplifier [ like ] which operates by the series resonating frequency  $f_s$  (A1) in the primary oblique symmetry mode A1 of said SAW filter and which is carried out and carries out external further It is characterized by constituting a voltage-controlled SAW oscillator, and for the oscillation frequency having carried out adjustable and making it exist between the S1 mode of said SAW filter, and A1 mode frequency with an expanding coil and variable capacitance diode.

(6) In the above (5), the blind-like electrode which said SAW resonator reverses is characterized by for the crossover width method WC 00 of a forward negative electrode finger making wavelength  $\lambda$  of a surface acoustic wave a unit, and being in the range of  $4\lambda$  to  $6\lambda$  about it.

(7) In the above (5), blind-like \*\* of said two SAW resonators is characterized by carrying out separation arrangement by gap length E of  $2.5\mu\text{m}$  to  $5\mu\text{m}$ (s) at the side which approaches mutually.

(8) the logarithm of the blind-like electrode which said SAW resonator has in the above (1) or (5) -- the conductor of 120 to 300 pairs of range, and a single-sided reflector -- it is characterized by a number being within the limits of 80 to 300.

(9) In the above (1) or (5), said piezo electric crystal plate is Xtal,



and it is characterized by being ST cut X propagation bearing of a 30 - 45-degree rotation Y cut.

(10) the above (1) or (5) -- setting -- the output of said SAW filter -- a balance output mold -- it is characterized by things.

(11) In the above (1) or (5), said SAW resonator is characterized by being 1 port mold.

(12) In the above (1) or (5), said SAW resonator is characterized by being 2 port molds.

(13) Surface acoustic wave equipment of this invention External is carried out to the surface acoustic wave equipment of the aforementioned (5) publication, and it is characterized by having added the mixer circuit of the balanced type which receives the output signal of said equipment, the PLL circuit which supplies an input signal, and the criteria oscillator which supplies the input signal of said PLL circuit further, and constituting a frequency synthesizer.

[0008]

[Embodiment of the Invention] About this invention, before explaining a concrete example, theoretical description is performed, and an understanding of this invention will be helped. A plate is cut down from piezo electric crystal ingredients, such as Xtal, lithium tantalate, PZT, and a tetraboric acid lithium. After carrying out mirror polishing of the front face, it intersects perpendicularly to the phase propagation direction of surface acoustic waves, such as the Rayleigh mold, a ram mold, the Leakey mold, and a BGS wave. for example, a large number which consist of metal aluminum are parallel -- IDT which has arranged the electrode finger of a conductor periodically is formed, further, many strip conductors are arranged in parallel and periodically on the both sides, the reflector of a pair is constituted on them, and the SAW resonator of 1 port mold is formed.

[0009] In the aforementioned SAW resonator, as the main point at the time of constituting said IDT, when it considers as M pairs, having used a positive electrode and the negative electrode as one pair, after defining total reflection coefficient \*\* in the whole electrode finger of IDT as a degree type (1)  $10^{>20}$  It is known that the so-called energy confinement mold SAW resonator (bibliography: an energy \*\*\*\*\* surface acoustic wave resonator, the \*\*\*\* technique US 87-36, pp 9-16 (1987. 9.)) which 0.8, then vibrational energy concentrated in the center of a resonator will be realizable.

[0010]

[Equation 1]

$$\Gamma = 4MbH/\lambda \quad (1)$$

However, for M, said logarithm of IDT and b are [ the thickness of said conductor and lambda of the reflection coefficient of the surface acoustic wave per electrode and H ] the wavelength of a surface acoustic wave here.

[0011] For example, if it is IDT formed with said aluminum conductor steel reinforced with ST cut quartz plate, M= 80 pairs, then the 1 port SAW resonator of drawing 1 can be constituted as b= 0.255 and H/lambda =0.03. At this time, it becomes about gamma= 2.448. Therefore, it is possible to use M= 80 to [ about / more than ] 1 port mold SAW resonator for the horizontal duplex mode type SAW filter which is the component of this invention, and to achieve the miniaturization of component size.

[0012] Furthermore, since in solving the technical problems 1 and 2 which invention in the surface acoustic wave equipment of this invention tends to solve the vibration displacement and resonance frequency in the mode called the so-called transverse mode were computed using the theory expressed below and the design of a filter and a resonator was performed, these contents are explained in order. said transverse mode is the normal mode of vibration which exists depending on the die length of the cross direction (Y shaft orientations which are alike and intersect perpendicularly to the propagation direction X of a surface acoustic wave) of a SAW resonator, and it is common that the die length of said cross direction points out the electrode finger crossover width of face WC which IDT has. In this electrode finger crossover width of face WC, it is the dimension of the cross direction where the electrode finger of straight polarity and negative polarity serves as arrangement which laps mutually. Next, the writer etc. draws and exhibits the differential equation which already governs these transverse modes as an approach for calculating the vibration displacement of a SAW resonator simple about the cross direction (it considers as a Y-axis) of the aforementioned SAW resonator (a tree, Momozaki, others: "dynamic in ordinary temperature and a K cut Xtal SAW resonator with a static zero temperature coefficient", Institute of Electrical Engineers of Japan electronic-circuitry technical-committee 25thEM symposium and pp 79-80, (1996)). Anew, it will become an equation (2) if this equation is described.

[0013]

[Equation 2]

$$a \omega_0^2(Y) V(Y),_{YY} + \{ \omega^2 - \omega_0^2(Y) \} V(Y) = 0 \quad (2)$$

the component angular frequency of the field where angular frequency and omega 0 (Y) correspond here in omega, and a -- a crosswise effectual

shear stiffness constant and  $V(Y)$  -- a crosswise surface acoustic wave -- the amplitude of a variation rate and  $Y$  are the  $Y$  coordinate standardized on the wavelength of a surface acoustic wave. Moreover,  $\omega_0(Y)$  is the amount which converted the rate of the surface acoustic wave in Coordinate  $Y$  into angular frequency, and it will be called a frequency potential function. This frequency potential function changes with the functions of thickness [ of the aluminum metallic conductor film which exists in the propagation path of a surface acoustic wave ]  $H(Y)$  [ near the operating point of a SAW resonator ]. More generally changing with the function of mass [ of an aluminum metal ]  $m(Y)$  is checked. Therefore, in the blind-like polar zone which constitutes the principal part of a SAW resonator,  $\omega_0(Y)$  is mostly determined by mass  $m(Y)$  which a blind-like electrode has. It is a \*\*\*\* bee and  $\omega_0(m(Y))$ . In the aforementioned Xtal ST-cut, since film thickness is thin, above  $\omega_0(Y)$  descends linearly proportionally mostly to  $m$ . It is [0014] when it divides by the frequency  $\omega_{002}$  used as criteria in a formula (2), in order to simplify count here. [Equation 3]

$$a Q^2(Y) V(Y),_{YY} + \{ \Omega^2 - Q^2(Y) \} V(Y) = 0 \quad (3)$$

Here,  $\omega = \omega / \omega_{00}$  serves as normalized radian frequency, and  $Q(m(Y))$  serves as a potential function.

[0015] Displacement amplitude  $V(Y)$  The approach of searching for is calculable by the integral serially as follows, for example.

[0016]

[Equation 4]

$$V(Y, \Omega) = \int_0^Y V(Y),_Y dY + c \text{ (定数)} \quad (4)$$

$$\text{ただし、} V(Y, \Omega),_Y = - \int_0^Y \{ \Omega^2 - Q^2(Y) \} V(Y) / a Q^2(Y) dY$$

Although  $V(Y, \omega)$  of a formula (4) is the function of normalized radian frequency, the displacement amplitude which occurs actually is obtained in  $\omega$  given by the degree type which is the minimum principle of energy.

[0017]

[Equation 5]

$$\partial (2E(\Omega)) / \partial \Omega = \partial \left( \int_0^\infty V^2(Y, \Omega) dY \right) / \partial \Omega = 0 \quad (5)$$

It is the basic type of count which (4) used for the surface acoustic wave equipment of this invention from the above formula (1), and frequency arrangement and a dimension design of the SAW filter of the horizontal duplex mode type which becomes the below-mentioned concrete example using these, and a SAW resonator are performed, and since the prototype was manufactured and measured, these are explained in order. [0018] (Example 1) Order is hereafter explained for the gestalt of operation of this invention later on from drawing 1. Drawing 1 is the example 1 which expressed the electrode pattern used for the SAW resonator (102) of the horizontal duplex mode type SAW filter (101) used for the surface acoustic wave equipment of this invention, and 2 port molds with the top view. Aforementioned SAW filter 101 and the aforementioned SAW resonator 102 carry out contiguity arrangement in parallel, and constitute two SAW resonators already explained in full detail.

[0019] The name like each part in drawing 1 is the propagation X-axis of a surface acoustic wave which uses 100 for a piezo electric crystal plate, and uses 118 for this component, and 119 is a Y-axis which intersects perpendicularly with said X-axis. 103 and 104 which were surrounded with the thick broken line are the reflector 1 and reflector 2 of surface acoustic wave equipment of this invention, and it serves as one pair of reflectors which constitute a SAW resonator (broken-line within the limit 101, SAWR, and brief sketch) and an SAW filter (broken-line within the limit 102, SAWF, and brief sketch). the conductor with which 120 and 121 grades consist of an aluminum metal -- it is a strip group and the duty which reflects a surface acoustic wave is achieved. Said SAW resonator is on the left-hand side of Shaft X, and an SAW filter is arranged on the right-hand side of Shaft X. the blind-like electrode with which 105 and 106 which were surrounded with the thin broken line have the reversal polarity of each, the SAW resonator 101, and SAW filter 102 -- it is the aggregate (114,115,116,117) of the \*\*\* bee IDT. Said IDT1 (105) and IDT2 (106) are making bilateral symmetry mostly, and they are making the base whose frequency of the SAW resonator 101 and SAW filter 102 corresponds. 107 linked to said IDT (115) is the SAW resonator 101 and the straight polarity input terminal of SAW filter 102. 108,110,113,112 is a GND (touch-down) terminal (you may also call a terminal a pad). Moreover, 109 is the straight polarity output terminal of the SAW resonator 101. between a terminal 108 and 110 -- the electric supply by the side of said negative electrode of IDT1 (105) -- a conductor 122 -- minding -- the conductor of a reflector 104

-- it has connected with a strip 123 and connects with GND (touch-down)110 which is the negative polarity side edge child of a SAW resonator further. However, naturally, although an I/O signal is a RF AC signal, one side is called a positive electrode and it is calling another side the negative electrode here. In said IDT2 (106), the external electrical signal (electrical potential difference) added to the horizontal duplex mode type SAW filter of this invention is impressed through the straight polarity input terminal (107) of a SAW resonator between the SAW resonator 101 and the straight polarity input terminal of IDT 115,116 of SAW filter 102. the electrical potential difference applied to the straight polarity input terminal of 107, and the electric supply which travels through the center of IDT115,116 perpendicularly -- the positive-electrode side electrode fingers of 126 or 127 grades are supplied through conductors 124 and 125. 110 and the negative polarity input terminal of 113 -- the negative polarity electrode fingers of 128 and 129 grades -- connection -- it connects through a conductor.

[0020] Furthermore, the output electrical signal from the horizontal duplex mode type SAW filter in the surface acoustic wave equipment of this invention is generated as alternating voltage mutually reversed between the straight polarity terminal (F-OUTQ) of 111, and the terminal of the negative polarity terminal 112 (F-OUTQ\*). the output side straight polarity terminal of 112 -- connection of 130 -- the electric supply which travels through the center of said direction of breadth of IDT 117 (Y-axis) perpendicularly through a conductor -- it connects with the straight polarity side electrode fingers of 132 through a conductor 131, and output voltage can be detected through the piezo-electric effect. the negative polarity terminal of 112 -- connection of 133 -- a conductor -- minding -- negative polarity side electric supply of 134 -- a conductor -- connecting -- further -- it connects with the negative polarity side electrode fingers of the 135th grade.

[0021] Moreover, it is obtained experimentally that the dimension GAPFR of 136 is the distance between the SAW resonator 101 and the component of SAW filter 102, and it is necessary to detach more than  $5\lambda$  and to set up by making wavelength  $\lambda$  of a surface acoustic wave into a unit to use it without setting it as the range of  $1\lambda$  to  $4\lambda$  and making elastic association carry out mutually, when using it for it, making elastic association carry out mutually. Although the piezo electric crystal plate of 100 may consist of a substrate in which piezoelectric thin films, such as ZnO on the single crystal which has piezoelectric [ of Xtal, lithium tantalate, a tetraboric acid lithium,



etc. ], and a diamond substrate, were formed etc., it has indicated the Xtal ST-X propagation cut of the Rayleigh wave use of a 30 - 45-degree rotation Y cut, the STW-Y propagation cut, etc. especially in this invention. After carrying out thin film formation of the metal membrane which has the conductivity of aluminum, gold, etc. with means, such as vacuum evaporation and a spatter, pattern formation of IDT, a reflector, etc. which constitute the aforementioned SAW resonator and aforementioned SAW filter which were formed on above 100 is carried out with a photolithography technique, and they are made. The electrode fingers of said IDT and reflector intersect perpendicularly to the phase travelling direction (longitudinal direction X) of the surface acoustic waves (the Rayleigh wave, Leakey wave, etc.) to be used, and are arranged in parallel and periodically. [ much ]

[0022] (Example 2) Next, drawing 2 is one example of the SAW oscillator which contains the SAW filter which used and constituted above-mentioned drawing 1 or the surface acoustic wave equipment of below-mentioned drawing 10 . 201 by which the name like each part in drawing was surrounded with the piezo electric crystal plate with which 200 carried the surface acoustic wave equipment of this invention, and the thick broken line is a horizontal duplex mode type SAW filter (SAWF), and 202 is a SAW resonator (SAWR). It is fixed in the tight container of 220 and said piezo electric crystal plate of 200 is connected to an external electric element through the connection pads 204 (R&F-IN), 205 (R-OUT), 206, 207, 210 (GND), 208 (F-Q\*), and 209 (F-Q) of a tight container etc. Moreover, 211 is a differential interface driver circuit (called a balance mold) corresponding to LVDS (Low voltage Differential Signals) specification in IC, or is differential amplifier which suppresses gain and performs linearity-actuation. As for 212, as for Inductor L and 213, an NPN transistor, and 214, 215, 218 and 219 are control terminals which impress the control voltage  $V_{en}$  as which resistance and 216 determine a capacitor and 217 determines actuation of an oscillation, and non-operating state. The component of 212 to 219 and the SAW resonator of 202 constitute the SAW oscillator. Although oscillating electrical-potential-difference  $V_c = \sum A_n \sin(2n\pi f t)$  (here,  $n = 1, 2, 3 \dots$  an integer and  $f$  a frequency and  $t$  time amount and  $A_n$  amplitude of the  $n$ -th higher harmonic) generated in the collector C of a transistor 213 generally exists including harmonic content if actuation by drawing 2 is explained briefly  $V_c$  -- the conductor of 204 terminals to 203 -- the elastic vibration by the surface acoustic wave is excited according to the piezoelectricity which is impressed by the input side IDT of an SAW filter and a SAW resonator through the branch point, and the piezo

electric crystal plate 200 has. Said excited elastic vibration is detected as fundamental-wave component electrical-potential-difference  $V_b = G_{cb} A \sin(2\pi f t)$  which the phase reversed about 180 degrees between an output terminal 205 (R-OUT) and GND (206) in the SAW resonator 202. On the other hand, similarly, only the fundamental-wave component  $A_1$  is changed into elastic vibration, and  $V_c$  electrical potential difference impressed to the SAW filter of 203 to 201 is mainly detected between the terminals of 208 and 209 as balanced voltages of  $V_Q = G_{cq} A \sin(2\pi f t) / 2$ , and  $V_{Q^*} = -G_{cq} A \sin(2\pi f t) / 2$ .  $G_{cb}$  and  $G_{cq}$  are transfer gain here. In the case of the SAW oscillator of drawing 2, set up the dimension GAPFR of 136 in said drawing 1 in the range of  $1\lambda$  to  $4\lambda$  by making wavelength  $\lambda$  of a surface acoustic wave into a unit, elastic association is made to carry out mutually, and it enables it to operate with single frequency.

[0023] Below, explanation of the configuration and property covering details is explained to the pan about drawing 1 of this invention, and drawing 2 using drawing 3, drawing 4, drawing 5, drawing 6, drawing 7, and drawing 8.

[0024] First, drawing 3 illustrates the relation of dimension and configuration, and direction vibration displacement condition of breadth  $V(Y)$  for the detailed configuration and detailed function of IDT1 (105) or IDT2 (106) in which it is used by the SAW resonator 101 and SAW filter 102 of drawing 1, based on another example. A straight polarity input terminal [in / in 300 in drawing / an input side] and 302 are negative polarity terminals, and a thing straight polarity output terminal [in / in 303 / an output side] and 301 are negative polarity terminals. The excitation electric field acquired by the electrode finger location of IDT of drawing 3 serve as the upward arrow head 308 and the downward arrow head 309. The vibration displacement generated by this excitation electric field becomes like displacement condition  $V(Y)$  shown in the lower part of drawing 3. The  $S_1$  mode in which 306 is primary symmetric mode, and 307 are the  $A_1$  modes which are primary oblique symmetry mode. The axis of ordinate of 304 shows the amount of relative displacement  $V(Y)$ , and the axis of abscissa of 305 shows the location  $Y$  of the direction of breadth. it is the description that Mode  $S_1$  and  $A_1$  have taken about 0 variation-rate  $V(Y)$  in the mid gears P and Q of IDT1 and IDT2 of each drawing 3. Efficient excitation in said mode is attained by this. in addition, the gap length and  $D$  from which, as for the notation which specifies the dimension in drawing,  $E$  separates IDT1 and IDT2, and  $2D$  -- an electric supply conductor width, and  $C$  and  $IG$  -- electric supply -- it is the notation which specifies

each electrode finger crossover width method (WC00 in drawing 3 ) the division gap between a conductor and an electrode finger and BW have an outside electric supply conductor-width dimension, and WC00 has a reversal polarity. Moreover, the field of said dimension E can also be covered by the front face with a metallic conductor.

[0025] Below, the concrete example of a dimension design is explained using drawing 7 from drawing 4 . The property which drawing 1 and drawing 2 at the time of changing the notations E and WC00 first shown in drawing 3 show is shown in drawing 4 and drawing 5 . As other common design conditions, the clock frequency of the ST-X propagation cut which a piezo electric crystal plate becomes from the rotation Y cut of 30 to 45 degrees, IG=2lambda (wavelength of the surface acoustic wave which spreads lambda in the direction of X), BW=2lambda, C=2um, D=4um, and a component is f= 250MHz. Drawing 4 calculates the frequency of S0 (fundamental-wave symmetric mode), A0 (fundamental-wave oblique symmetry mode), S1 (primary symmetric mode), and A1 (primary oblique symmetry mode) in said WC00=5lambda among the horizontal in harmonic mode groups at the time of carrying out adjustable [ of said E ] from 2 to 10um(s). 400 is the Scurvilinear in drawing 0 mode, the 401A0 mode, the 402S1 mode, and the 403A1 mode. A delta frequency DF 0 (delta frequency in the A0 andS0 mode) is smaller than DF1 (delta frequency in the A1 andS1 mode), and in making it about 1000 ppm of the target for using the fractional band width of a filter for example, for a voltage-controlled SAW oscillator, as E, it is the range of 2.5um to 5um(s), and it turns out that what is necessary is just to use the delta frequency DF 1 in the A1 andS1 mode, as drawing 4 sees. In said electrode finger crossover field, two2, IDT1 and IDT2, WC00, the frequency count approach in each mode in this case set equally to 1 the normalized-radian-frequency potential function PYM (Y) which each field has, and has calculated the relation of Q (Y) and PYM (Y) in the above-mentioned formula (3) as a degree type.

[0026]

[Equation 6]

$$Q(Y) = \omega_{00} \{ 1/\eta + (1 - 1/\eta) PYM(Y) \} \quad (6)$$

However, as eta, it considered as the value of 0.99 to 0.95. Under these conditions, said normalized-radian-frequency potential function PYM (Y) gives how, and explains below whether it is \*\*\*\*. A surface acoustic wave receives a perturbation according to the periodic grids structure with which an electrode finger builds the field which consisted of periodic arrays of an electrode finger first expressed with WC00, and a rate falls to Vm from the velocity of propagation Vs of the free surface.

Therefore, corresponding to  $V_m$ , the angular frequency  $\omega_0$  ( $=2\pi V_m/(2PT)$ ) of the above-mentioned field is determined.  $PT$  is the array cycle length of an electrode finger. It can be easily understood from a formula (6) that  $PYM$  corresponding to this angular frequency is 1. Moreover,  $PYM$  to the free surface is  $PYM=0$  and the angular frequency in this case is set to  $\omega_0 (1/\eta)$  ( $> \omega_0$ ). the electric supply shown by  $D$  in drawing 3,  $2D$ , and  $BW$  -- a conductor -- let the sections be 500 to 1000 ppm, and a little small thing from the rate  $V_s$  of the aforementioned free surface from the surface acoustic wave rate obtained in FEM analysis as whole surface clothing. Therefore,  $x(0.001=1/0.99-1)$   $PYM$  corresponding to about  $PYM=0.1$ . Since one fourth of the electrode finger numbers of a field  $WC_00$  intersects the propagation path of a surface acoustic wave, it is considered that Field C is rate descent of about 0.25. Therefore, it is  $PYM=0.25$ . Variation-rate [ of the transverse mode generated with the above normalized-radian-frequency potential function  $PYM(Y)$  ]  $V(Y)$  is the S1 mode of 306 and the A1 mode of 307 which were illustrated at the bottom of drawing 3 as it was already seen.

[0027] Below, drawing 5 sets said  $E$  to  $4\mu m(s)$ , and the property (500) of the delta frequency  $DF_1$  (ppm) in said A1 mode at the time of changing the electrode finger crossover width method  $WC_00$  from  $4\lambda$  to  $12\lambda$  and the S1 mode is shown. In the range of  $4\lambda$  to  $6\lambda$ ,  $DF_1$  can take [  $WC_00$  ] the value of 1500 to 1000 ppm or more, and  $DF_1$  can take [  $WC_00$  ] the value of about 150 to 100 ppm or less in the range of  $10\lambda$  to  $12\lambda$ .

[0028] the equivalence constant which two SAW resonators which constitute the horizontal duplex mode type SAW filter and SAW resonator of this invention show in drawing 6 below, and IDT -- a logarithm -- the relation of  $M$  is shown. It is 250MHz as that of the frequency of said SAW resonator. It carried out. in order to contain to about  $2 \times 3mm$  which is the minimum component size considered for manufacture to be possible with Xtal on said frequency -- the logarithm of IDT -- the sum of the reflector  $N$  of  $M$  and one side needs to be less than 200. The  $Q$  value (resonance acutance of image) (curve 600) of one SAW resonator and the property of the equivalence series resonance resistance  $R_1$  (curve 601) were shown in the basis of this condition at drawing 6. the logarithm of IDT --  $M$  -- the range of 40 to 120 -- setting -- about 10,000 or more  $Q$  value -- moreover, as for  $R_1$ , in 60 to 120 pairs of range, about 100ohms is obtained for  $M$ . However, eight waves ( $\lambda$ ) were used as electrode finger crossover width of face (it corresponds to above-mentioned  $WC_00 \times 2$ .) of one SAW resonator. therefore -- this invention --



said 00 WC(s) --  $6\lambda$  from more than  $4\lambda$ , or more than  $12\lambda$  from  $10\lambda$  -- and the conductor of 120 pairs from a logarithm  $M=60$ , therefore a reflector -- as for Number NR, 140 to 80, then the property made in general into the purpose of this invention are acquired.

[0029] of course -- if there is no about 2x3mm constraint in component size -- IDT beyond this -- a logarithm --  $M$  -- 120 to 300 pairs of range, and a reflector -- a conductor -- sufficient property is realizable if Number NR is within the limits of 80 to 300. Finally, in the above-mentioned conditions of this invention, the transmission characteristic (amount SB=of transmissions of operation  $20\log_{10}(V_2/V_1)$  (dB)) of the SAW resonator 101 obtained by the configuration of drawing 1 and SAW filter 102 is shown in drawing 7. An axis of ordinate shows frequency rate-of-change  $\Delta f/f$  by table-of-logarithms example, and the axis of abscissa shows SB per  $[10^{-6}]$  ppm. 700 in drawing is about 100 ppm or less in pass band width made by the above-mentioned S1 and A1 mode. Said frequency of 700 is set up so that the frequency of a SAW resonator (101 of drawing 1) and an SAW filter (102 of drawing 1) may be in agreement, and the distance GAPFR of both direction of breadth (136 of drawing 1) may carry out elastic association as within the limits of  $1\lambda$  to  $4\lambda$  by making wavelength  $\lambda$  of a surface acoustic wave into a unit. 701 is a filter shape made by S0 and A0. Moreover, 702 are spurious [which is made by the S2 mode which is symmetric mode higher order than S1], and, therefore, the higher mode is fully oppressed. The insertion loss SBmjn of a filter is about 9dB (SBmin=-9dB). Moreover, spurious one of 701 brought an unexpectedly small result. This cause is considered using drawing 8. Since the variation rate 803,804 in the S0 and A0 mode illustrated in the lower part of drawing 8 has the same polar variation rate in the IDT field of WC0 and WC1, when the charge (806 and 807) generated on an electrode finger offsets each other mutually and presents an electric short pass, energy loss will be generated and the sharp fall of resonance acutance of image (Q value) will be brought about (-20dB). (it falls from 20,000 to 2000) Furthermore, when the relative excitation effectiveness over each mode is calculated, in the S0 and A0 mode, it is 0.1, and since it becomes about 0.75 about the S1 and A1 mode, there is the oppression effectiveness of  $0.1 / 0.75 = 0.133$  (-17dB). Therefore, by the whole, it is thought that oppression of about -37dB occurred further to said SBmin. In view of the property of drawing 7 R> 7, it turns out that an oscillation output with sufficiently small spurious level is obtained.

[0030] Next, the voltage-controlled SAW oscillator using this invention which are other examples is explained using drawing 10 (example 3),



drawing 9 R> 9 (example 4), drawing 11 , drawing 12 , drawing 13 , drawing 14 , and drawing 15 R> 5.

[0031] (Example 3) Drawing 10 is the example 3 which expressed the electrode pattern used for the SAW resonator of the horizontal duplex mode type SAW filter used for the surface acoustic wave equipment of this invention, and 1 port mold with the top view. Since it is the same as that of drawing 1 R> 1 in general, new [ slight ] does not explain details. 103 and 104 by which 1000 was surrounded for the name like each part in drawing 10 with the piezo electric crystal plate and the thick broken line are the reflector 1 and reflector 2 of surface acoustic wave equipment of this invention, and it serves as one pair of reflectors which constitute a SAW resonator (SAWR of broken-line within the limit 1001), and an SAW filter (SAWF of broken-line within the limit 1002). Said SAW resonator is on the left-hand side of Shaft X, and an SAW filter is arranged on the right-hand side of Shaft X. the blind-like electrode with which 1005 and 1006 which were surrounded with the thin broken line have the reversal polarity of each, the SAW resonator 1001, and SAW filter 1002 -- it is the aggregate (1014, 1015, 1016, 1017) of the \*\*\*\* bee IDT. Electrode fingers are formed so that right and left may lap by the parallel displacement mostly, and the SAW resonator 1001 enables it, as for said IDT1 (1005), to operate only in the primary oblique symmetry mode A1. In order to explain this, in IDT1 of 1005, the direction arrow head of excitation electric field showed. The sense of these electric fields shows easily that said primary oblique symmetry mode reversed in the center is excited. Moreover, IDT2 (1006) makes bilateral symmetry mostly, and is formed, SAW filter 1002 operates in the primary symmetry S1 mode and the A1 mode, and it is set up so that it may become the specific frequency arrangement which takes and mentions a filter shape later. 1007 linked to said IDT 1014 and 1015 is the SAW resonator 1001 and the straight polarity input terminal (R&F-IN) of SAW filter 1002. 1013 and 1012 are GND (touch-down) terminals (you may also call a terminal a pad). Moreover, 1009 is the negative polarity output terminal (R-OUT) of a SAW resonator. However, naturally, although an I/O signal is a RF AC signal, one side is called a positive electrode and it is calling another side the negative electrode here. Furthermore, the output electrical signal from the horizontal duplex mode type SAW filter in the surface acoustic wave equipment of this invention is generated as alternating voltage with the polarity mutually reversed between the straight polarity terminal (F-OUTQ) of 1011, and the terminal of the negative polarity terminal 1012 (F-OUTQ\*). 1019 is the distance GAPFR between a SAW resonator and an SAW filter. Especially

about the SAW resonator 1001 of drawing 10 , it differs from the case where the point of operating only in the primary oblique symmetry mode A1 is the example 1 of drawing 1 .

[0032] (Example 4) Next, drawing 9 is one example of the voltage-controlled SAW oscillator which contains the SAW filter which used and constituted one example of the surface acoustic wave equipment of above-mentioned drawing 10 . 901 by which the name like each part in drawing was surrounded with the piezo electric crystal plate with which 900 carried the surface acoustic wave equipment of this invention, and the thick broken line is a horizontal duplex mode type SAW filter (SAWF), and 902 is a SAW resonator. It is fixed in the tight container of 903 and said piezo electric crystal plate of 900 is connected to an external electric element through the connection pads 904 (F-IN) and 905 (R-IN) of a tight container, 906 (R-OUT) 907, 910 (GND), 908 (F-Q\*), 909 (F-Q), etc. Moreover, 911 is a differential interface driver circuit (called a balance mold) corresponding to LVDS (Low voltage Differential Signals) specification in IC, or is differential amplifier which suppresses gain and performs linearity-actuation, and the inductance of further 922 and the capacitor of 923 constituted the matching circuit of an HPF mold on the whole, and have taken said input impedance of 911 and adjustment.

[0033] Moreover, the control terminal which impresses the control voltage  $V_{ctl}$  for the variable capacitance diode which resistance and 915 impress a capacitor, and, as for an NPN transistor, and 913, 916, 918 and 920, 919 impresses an electrical potential difference, as for the inductor  $L$  for 917 to extend the frequency adjustable range and 914, and can carry out adjustable [ of the barrier capacitance ], and 921 to carry out adjustable [ of the oscillation frequency ], and 912 are power supply terminals  $V_{cc}$ .

[0034] By carrying out adjustable [ of the capacity value  $C_v$  of the variable capacitance diode of 919 ] with control voltage  $V_{ctl}$  by the component of 912 to 921, and the SAW resonator of 902, the oscillation frequency constitutes the voltage-controlled SAW oscillator which can carry out adjustable.

[0035] Oscillating electrical-potential-difference  $V_e = \sum A_n \sin$  which will be generated in the emitter  $e$  of a transistor 914 if actuation by drawing 9 is explained briefly (2npift) (here)  $n = \text{--}$  time amount has a frequency and  $t$  and, generally the current amplification factor of a transistor has [ 1, 2, and 3  $\text{--}$  / the amplitude of the  $n$ -th higher harmonic wave ]  $A_n$  for an integer and  $f$ , although it therefore exists including harmonic content nonlinear  $V_e$  excites the elastic vibration by the surface acoustic wave according to the piezoelectricity which is

impressed by the input side IDT of an SAW filter through the terminal of 904, and the piezo electric crystal plate 900 has. The aforementioned elastic vibration consists of composition in the primary symmetric mode S1 which is looked at by the lower part of above-mentioned drawing 3 , and the primary oblique symmetry mode A1, and forms the filter which makes the delta frequency between S1 and A1 pass band width about. Since the nominal frequency of said filter is set as the fundamental wave f, only the fundamental-wave component A1 is mainly detected between the terminals of 908 and 909 as balanced voltages of  $VQ = G_{eq}A \sin(2\pi f t) / 2$ , and  $VQ^* = -G_{eq}A \sin(2\pi f t) / 2$ . On the other hand, the base electrical potential difference Vb of 914 transistors is detected only as fundamental-wave component electrical-potential-difference  $Vb = G_{eb}A \sin(2\pi f t)$  by consisting of the resonance current of the single mode A1 of the SAW resonator 902. Geb and Geq are transfer gain here.

[0036] Below, explanation of the configuration and property covering details is explained to the pan about drawing 9 of this invention, and drawing 10 using drawing 11 , drawing 12 , drawing 13 , drawing 14 , and drawing 15 .

[0037] First, drawing 11 is an impedance Z (f) property which the 1 port mold SAW resonator 1001 used by drawing 9 or drawing 10 has. The curve 1100 in drawing 11 is the opposite numeric value of the amplitude of Z (f).  $20\log_{10}(Z(f))$  It is (dB) and 1101 of a broken line is the phase characteristic of Z (f). Moreover, resonance of 1103 is horizontal S1 mode spurious. 1102 points which are 13ohms are the main resonance points fr.

[0038] Next, although the concrete example of a dimension design of the SAW filter of 1002 of drawing 10 is as the above-mentioned (explanation of an example 1), when it indicates according to drawing 8 anew, the clock frequency of the ST-X propagation cut which a piezo electric crystal plate becomes from the rotation Y cut of 30 to 45 degrees,  $IG = 2\lambda$  (wavelength of the surface acoustic wave which spreads  $\lambda$  in the direction of X),  $BW = 2\lambda$ ,  $C = 2\mu m$ ,  $D = 4\mu m$ , and a component is  $f = 250\text{MHz}$ . Moreover, in  $WC00 = 5\lambda$ , in setting fractional band width of a filter to about 1000 ppm, it turns out from 2.5 as E that what is necessary is just to use the delta frequency DF 1 in the A1 and S1 mode in the range of  $5\mu m(s)$ . the relation of the main resonant frequency f (S1) and f (A1) in the nominal frequency f of an SAW filter, said primary symmetric mode S1, and the primary oblique symmetry mode A1 -- about f -- it is added that it is in the relation between  $= \{f(S1) + f(A1)\} / 2$ .

[0039] therefore -- this invention -- said 00 WC(s) --  $6\lambda$  from more

than  $4\lambda$ , or more than  $12\lambda$  from  $10\lambda$  -- and the conductor of 120 pairs from a logarithm  $M=60$ , therefore a reflector -- Number NR -- 140 to 80 -- then -- enough -- small (component size is about  $2 \times 3 \text{ mm}$ ) -- and the property made in general into the purpose of this invention is acquired. of course, IDT beyond this -- a logarithm --  $M$  -- 120 to 300 pairs of range, and a reflector -- a conductor -- although, as for within the limits of 80 to 300, then component size, Number NR becomes large, more than enough property is realizable.

[0040] Below, the property of the SAW filter of 1002 of drawing 10 was shown in drawing 12. 1200 in drawing shows the transmission characteristic (amount  $SB = \text{of transmissions of operation } 20 \log_{10} (V_2/V_1) \text{ (dB)}$ ) of SAW filter 1002. An axis of ordinate shows frequency rate-of-change  $\Delta f/f$  by table-of-logarithms example, and the axis of abscissa shows SB per  $[10^{-6}]$  ppm. It is about 1000 ppm or less in pass band width from which 1201 in drawing is made by the above-mentioned S1 and A1 mode, and 1201 is a filter shape made by S0 and A0. Moreover, 1202 are spurious [ which is made by the S2 mode which is symmetric mode higher order than S1 ], and, therefore, the higher mode is fully oppressed. The insertion loss of a filter was set to -40dB whenever [ about 2dB and spurious oppression ].

[0041] Drawing 13 shows the frequency characteristics of power-spectrum [ of the output signal of the voltage-controlled SAW oscillator of drawing 9 ] P (dB) below. The property by which 1300 in drawing is shown with fundamental-wave (1st order) component [ of the former and this invention ] P (f) and a broken line is the thing of the voltage-controlled SAW oscillator of a conventional type, in 1301, the secondary harmonic content P (2f) and 1302 correspond to the 3rd harmonic content P (3f), and 1303 corresponds to the 4th harmonic content P (4f). On the other hand, 1304 shown as a continuous line, 1305, and 1306 grades are power spectral characteristics which drawing 9 of this invention shows. -40dB attenuation of said SAW filter out of band is added, the harmonic content level of  $f_2$ ,  $f_3$ , and  $f_4$  is -50dB or less, and it turns out that the improvement of a remarkable harmonic content oppression is conventionally found as compared with elegance.

[0042] Next, drawing 14 is the variable characteristics DF of the oscillation frequency to the control voltage  $V_{ctl}$  which drawing 9 of this invention shows (ppm). The axis of ordinate DF in drawing is given as  $DF = (f_{osc} - f_r) / f_r \times 10^6$  from the resonance frequency  $f_r$  of the SAW resonator 902 which is frequency rate of change and drawing 9 has, and the oscillation frequency  $f_{osc}$ . An axis of abscissa is the control voltage  $V_{ctl}$  impressed to 921 terminals of drawing 9 from the outside.



1400 in drawing shows the aforementioned DF and 1401 is the capacity value  $C_v$  (pF) which the variable capacitance diode of 919 of drawing 9 shows. The property of this drawing is set up with load capacity value  $CL=10\text{pF}$  by the side of the above-mentioned  $f(A1) = 622\text{MHz}$ , expanding coil  $L=24\text{nH}$ , and an oscillator, and is acquired. The striping  $f(A1)$  of  $DF=0$  (ppm) is arrangement of the series resonating frequency  $f(A1)$  in the primary oblique symmetry mode A1 which a SAW resonator (902 of drawing 9) and an SAW filter (901 of drawing 9) have, and Striping  $f(S1)$  is arrangement of the series resonating frequency  $f$  of the primary symmetric mode S1 which said SAW filter has (S1). In the voltage-controlled SAW oscillator of this invention, the frequency tuning range of a voltage-controlled SAW oscillator is set up between said  $f(S1)$  and  $f(A1)$  according to a frequency fall operation of the expanding coil 917. Thus, by arranging a frequency, the signal power of the frequency  $f_{osc}$  of said voltage-controlled SAW oscillator can pass the flat passage area width of face (between  $f(S1)$  and  $f(A1)$ ) of said SAW filter, and an output signal with fixed amplitude level without an attenuation loss can be acquired. the frequency  $f$  in the primary oblique symmetry mode which both have since it is possible to make the aforementioned SAW resonator and the pattern of an SAW filter into breadth, to pile up 40 to 50 waves of fields in this invention, and to really form (A1) -- about -- it can be made to be able to do one and can create (if the aforementioned breadth is the case of 622MHz, it is equivalent to 250 micrometers from about 200 micrometers). In the block diagram of drawing 15, the application of the surface acoustic wave equipment of this invention is shown below. 1500 in drawing -- balance DOMIKISA and 1501 -- the surface acoustic wave equipment of this invention, and 1502 -- PLL (phase lock circuit) of  $n$  \*\*\*\*\*, and 1503 -- Rb atomic clock or quantity -- it is the criteria oscillator which consists of a stable crystal oscillator. Compared with the frequency  $(f_x+f_s)$  which is going to use it for a temperature environment and aging although the frequency accuracy of these criteria oscillators is very stable to ten to about nine, about 10MHz and a small thing are the present techniques. Synthesizer ability is achieved to change a frequency  $f_x$  in this whole drawing ( $f_x**f_s$ ). Since a harmonic frequency ( $nxf_s$ ) component is fully oppressed from 1501 to an output signal and is not contained in it by using said 1501 of this invention, a reference signal ( $f_x**f_s$ ) with the new purity which could carry out -50dBc removal of the harmonic content ( $f_x**nxf_s$ ) generated in balance DOMIKISA as a result, and was excellent can be acquired. Since it is furthermore a SAW oscillator, a phase noise floor can also usually be oppressed with -160dBc extent, and what is equal to



use enough can be realized.

[0043] In the above, it explained per the configuration of the surface acoustic wave equipment of this invention, and property. Although the Xtal ST cut showed the example of a configuration, the latest-starting-time cut which is the 16-degree rotation Y cut which are other cuts, and K cut which is a 9.6-degree rotation Y cut are sufficient, and it is added that it can constitute if conditions are rationalized even if it is piezo-electric materials other than Xtal further again. Although drawing 2 or the circuit element shown in drawing 3 consists of transistors further again, even if it is C-MOS, it may not matter even if it is a GaAs transistor, and, of course, you may IC-ize.

[0044]

[Effect of the Invention] The SAW oscillator of the filter viscerotonia can be constituted by according to this invention, integrating a horizontal duplex mode type SAW filter and a SAW resonator to one, for example using the Xtal substrate, forming on 1 chip, as stated above, and adding the active element and passive element of the price outside further. Since it can be made to oscillate and filter on a single frequency if combine said SAW resonator and SAW filter elastically especially, it is made to resonate with the same resonance frequency and it uses, the frequency regulation according to individual becomes unnecessary. furthermore, as two independent resonance modes which compound the property of a filter as an SAW filter The primary symmetric mode S oblique symmetry [ 1 or primary ] mode A1 is used. The delta frequency between both the modes About 1000 ppm band-pass filter and nothing, By setting up frequency arrangement so that a SAW resonator may be oscillated on S1 mode frequency from said primary oblique symmetry mode A1 Harmonic content is sharply removed from the former, and it is a balanced type, and since a SAW oscillator is used, phase noise can acquire a small quality output signal easily. It can provide for the source of a clock signal of the Gbit high-speed wire communication commercial scene expected to expand sharply from now on, and great effectiveness can be expected.

.....  
[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and NCIP are not responsible for any  
damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

## DESCRIPTION OF DRAWINGS

---

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] The top view showing the conductor pattern which one example of the surface acoustic wave equipment of this invention has.

[Drawing 2] Drawing which one example of the SAW filter built-in SAW oscillator constituted using the surface acoustic wave equipment of this invention shows.

[Drawing 3] The conceptual diagram showing IDT and vibration displacement of the horizontal duplex mode type SAW filter which this invention builds in, or a SAW resonator.

[Drawing 4] The property Fig. which drawing 1 and drawing 10 of this invention show.

[Drawing 5] Other property Figs. which drawing 1 and drawing 10 of this invention show.

[Drawing 6] Other property Figs. which the SAW resonator of drawing 1 of this invention and drawing 10 shows.

[Drawing 7] The transmission characteristic Fig. which drawing 1 of this invention shows.

[Drawing 8] The conceptual diagram explaining the principle of operation of this invention.

[Drawing 9] The block diagram showing one example of the voltage-controlled SAW oscillator which is the example of use of this invention.

[Drawing 10] The top view showing the conductor pattern which other examples of the surface acoustic wave equipment of this invention used for drawing 9 have.

[Drawing 11] The resonance characteristic Fig. which the SAW resonator 1001 of drawing 10 of this invention shows.

[Drawing 12] The transmission characteristic Fig. which SAW filter 1002 of drawing 10 of this invention shows.

[Drawing 13] The power spectral characteristics Fig. which the output signal of SAW filter 901 of drawing 9 of this invention shows.

[Drawing 14] The frequency variable-characteristics Fig. which drawing 9 of this invention shows.

[Drawing 15] The block diagram of the frequency synthesizer which used

the surface acoustic wave equipment of this invention.

[Description of Notations]

100 Piezo Electric Crystal Plate

101 SAWR

102 SAWF

103 Reflector 1

104 Reflector 2

105, 106 I/O IDT

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and NCIP are not responsible for any

damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.

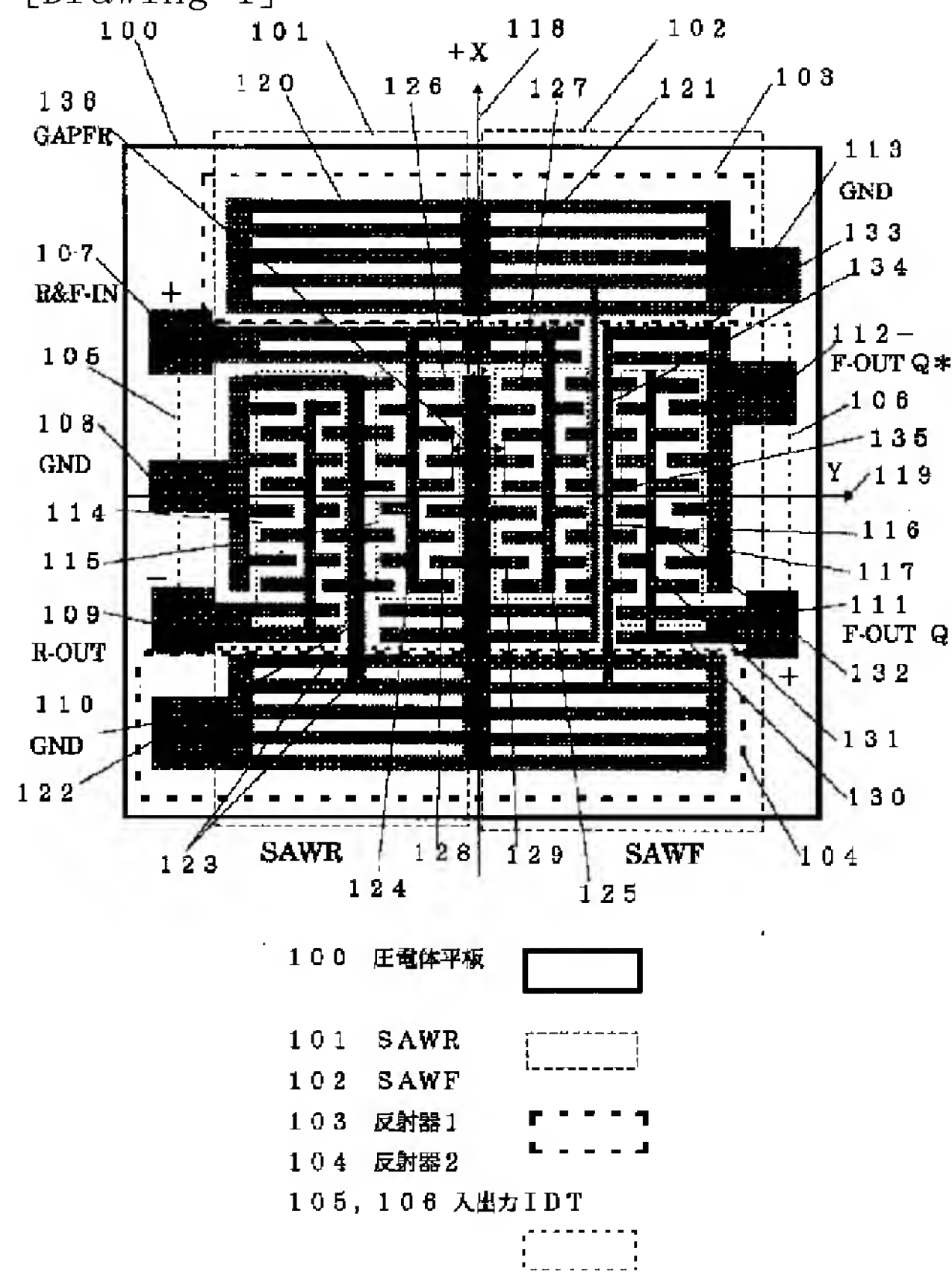
3. In the drawings, any words are not translated.

---

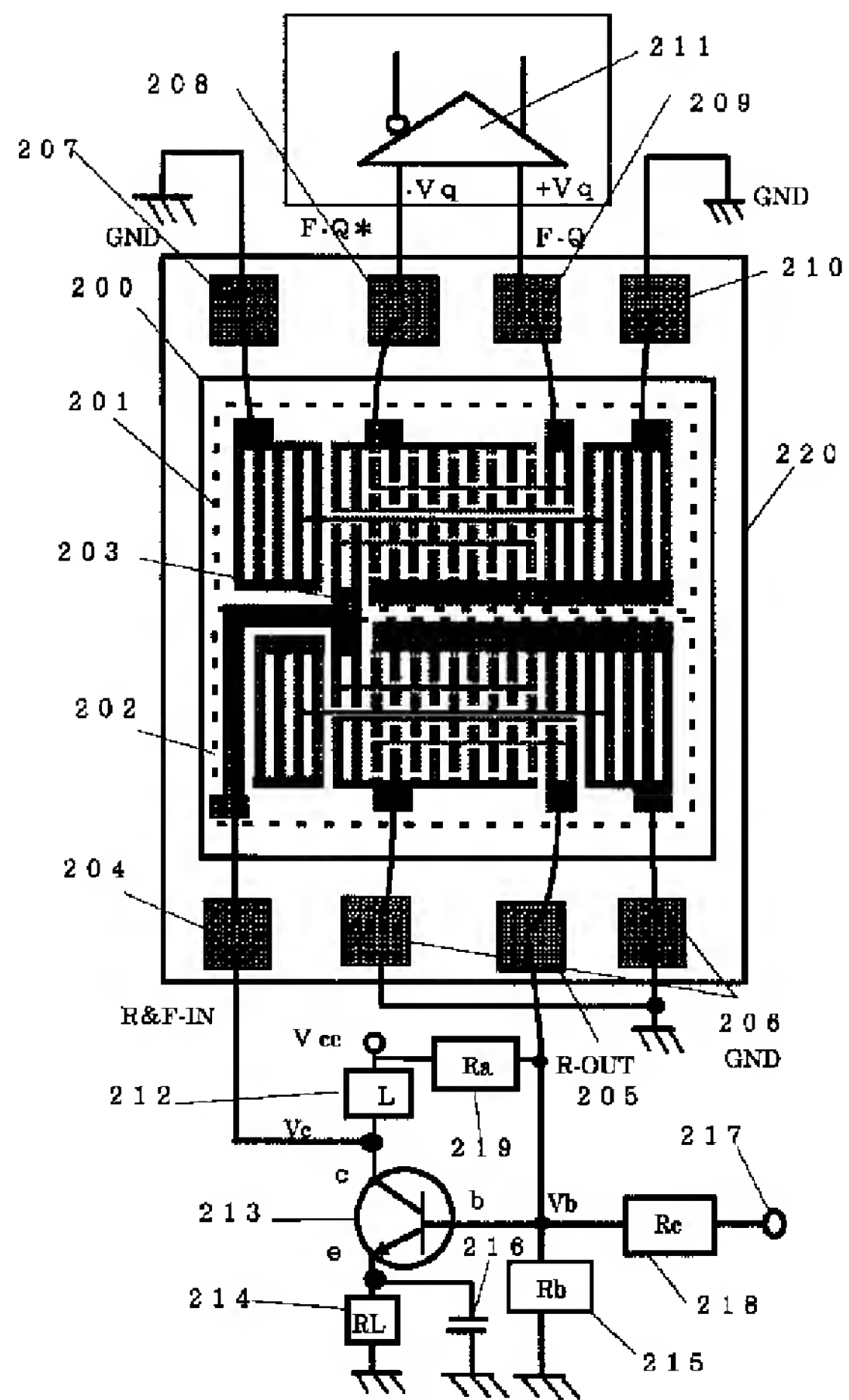
DRAWINGS

---

[Drawing 1]

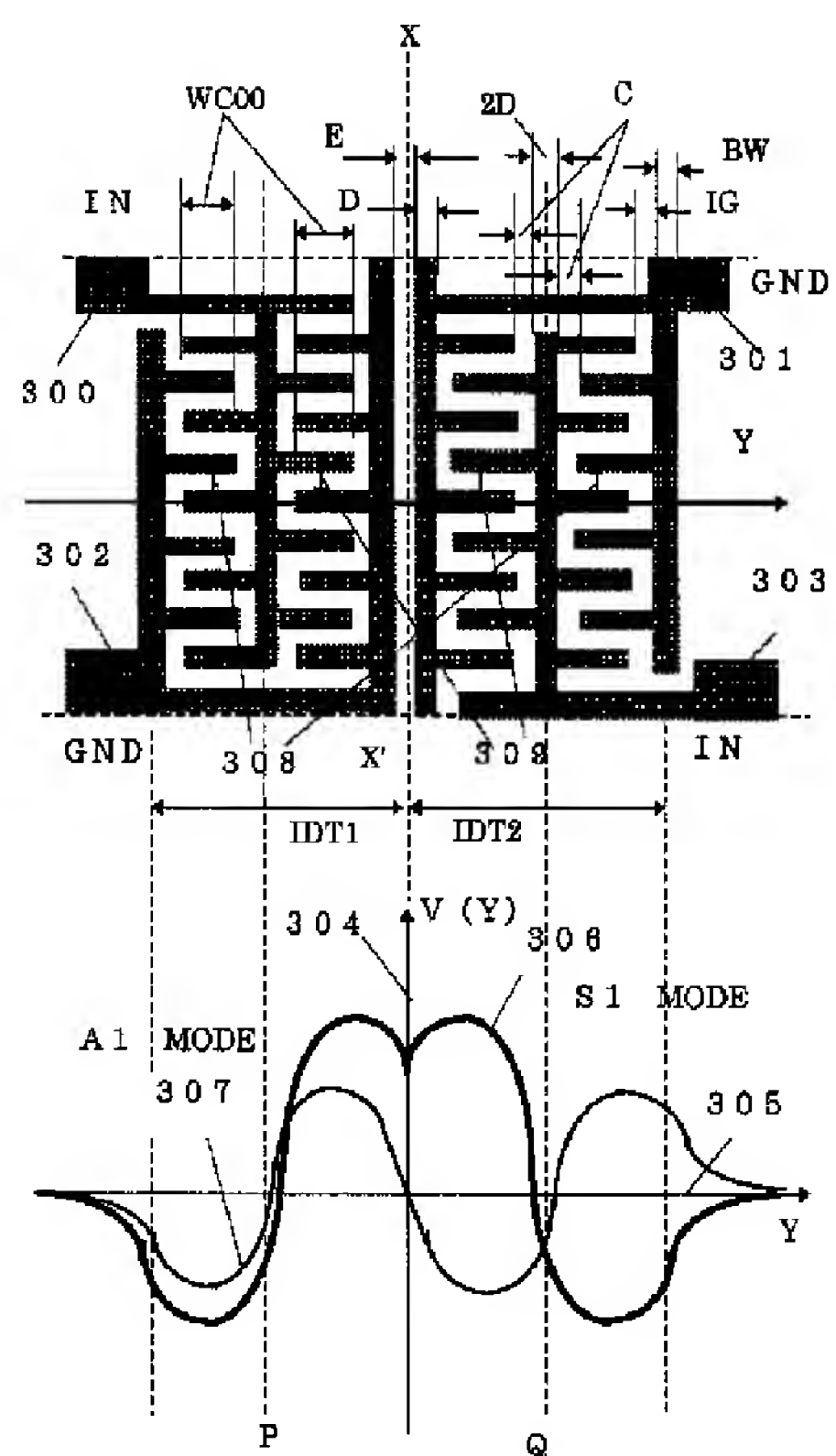


[Drawing 2]

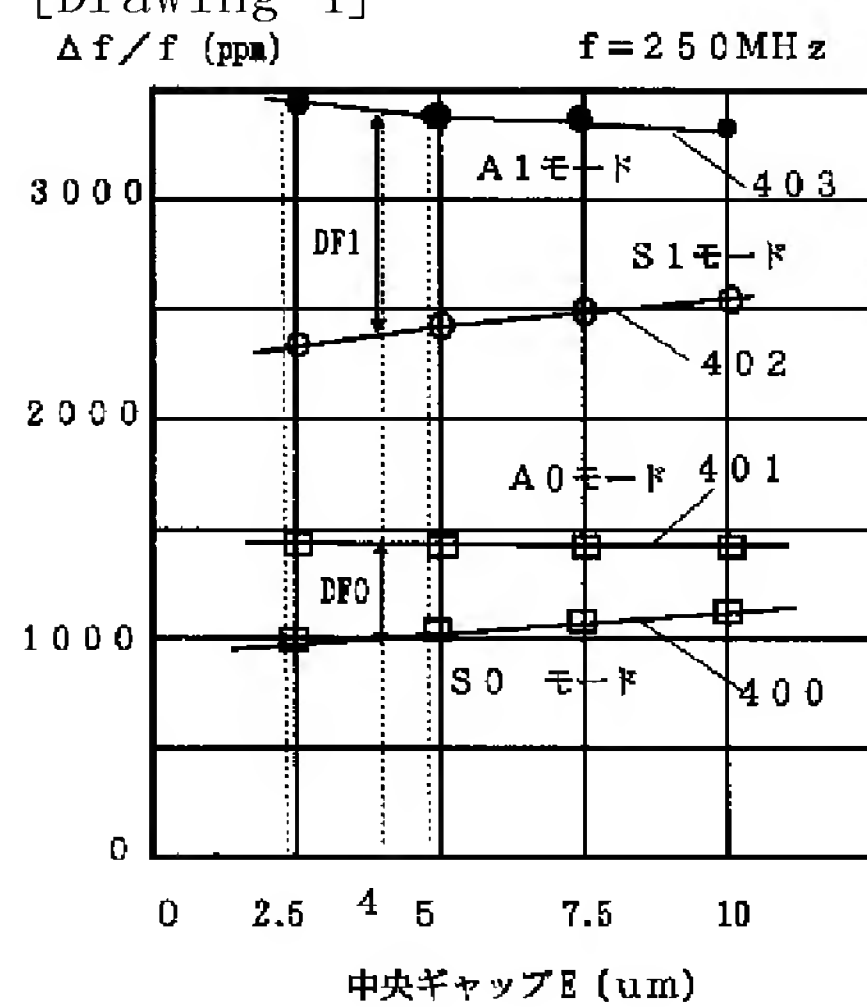


[Drawing 3]



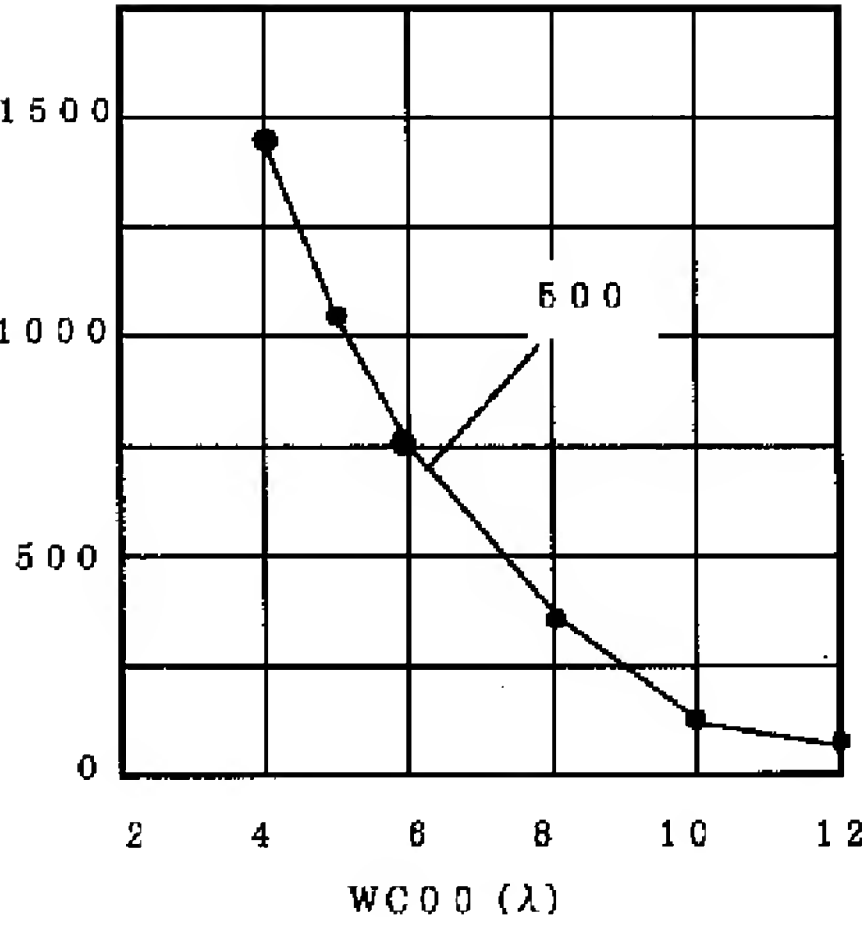


[Drawing 4]

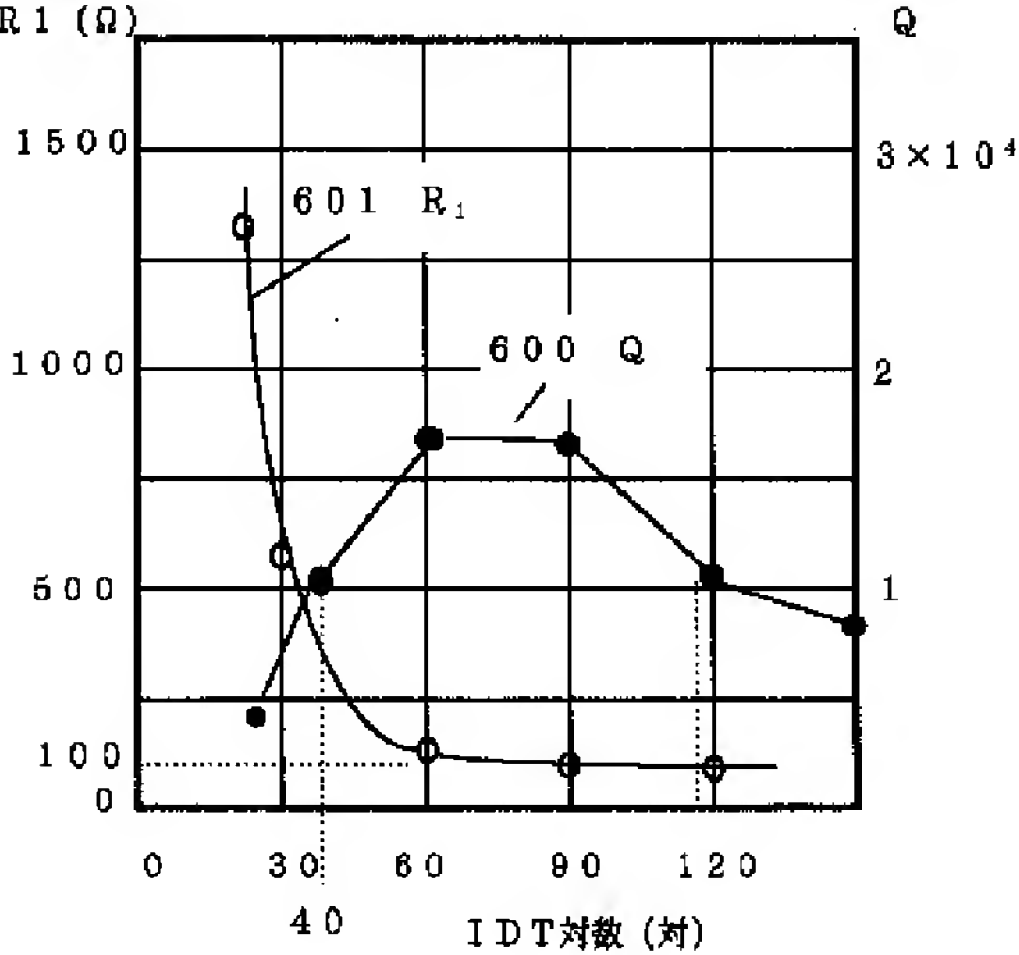


[Drawing 5]

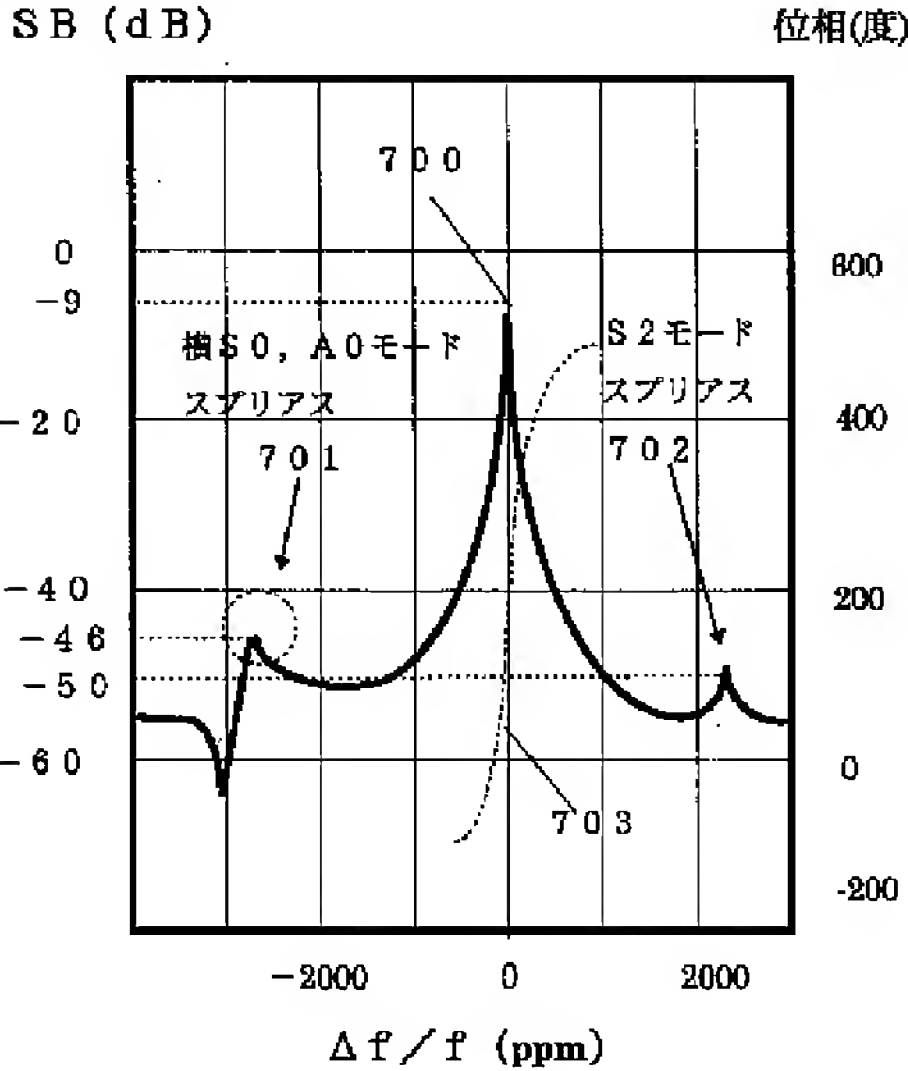
DF1 (ppm)



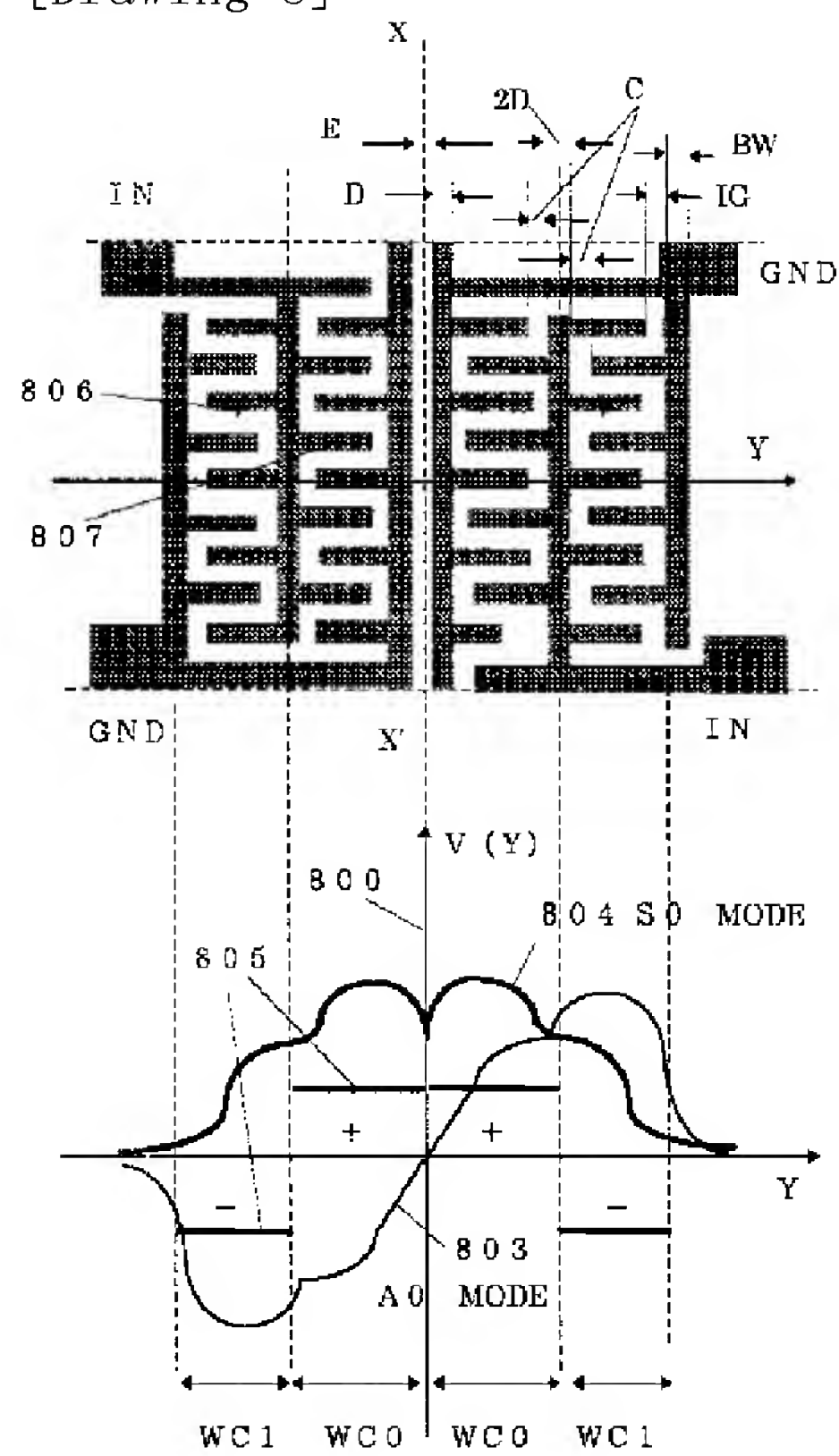
[Drawing 6]



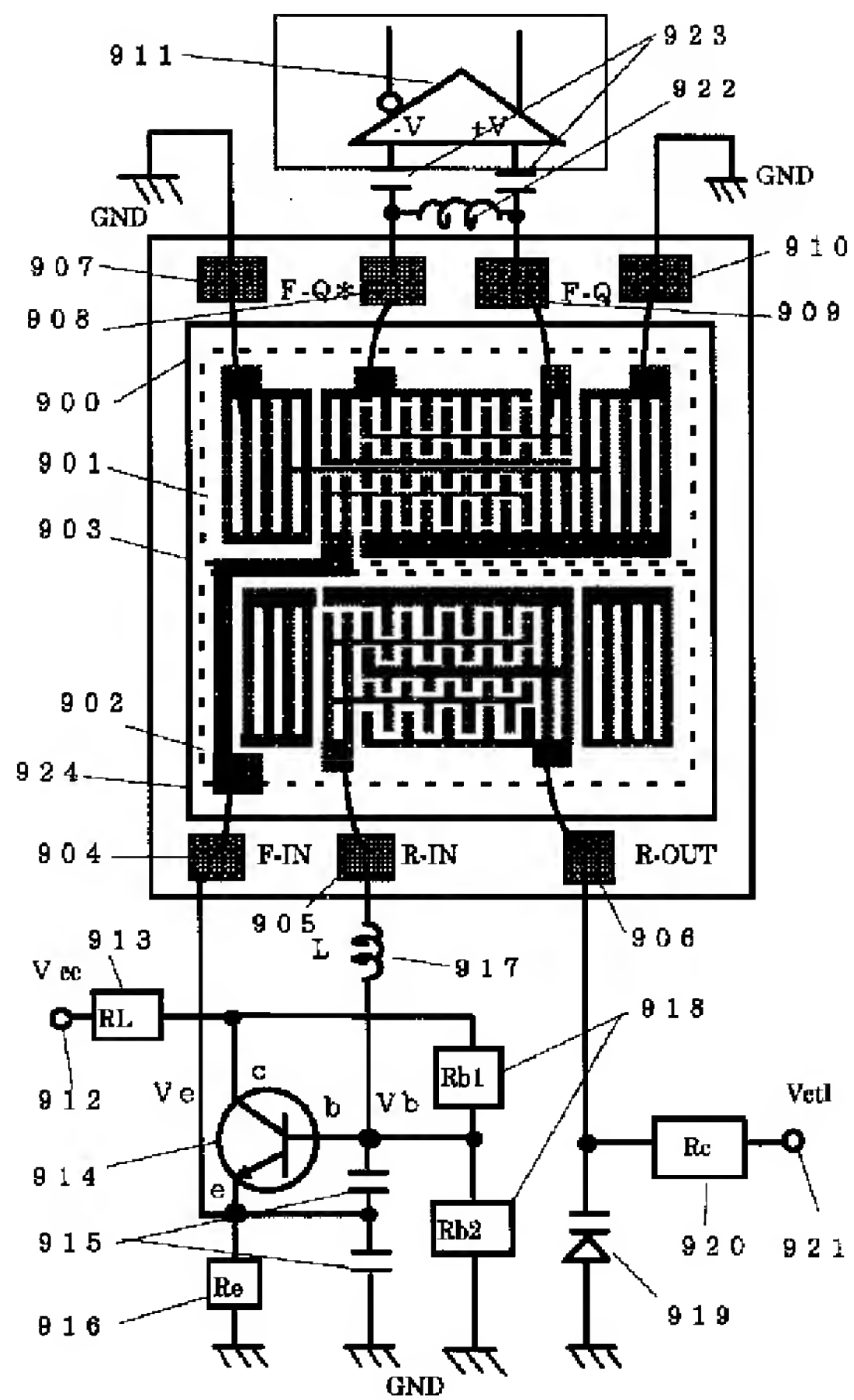
[Drawing 7]



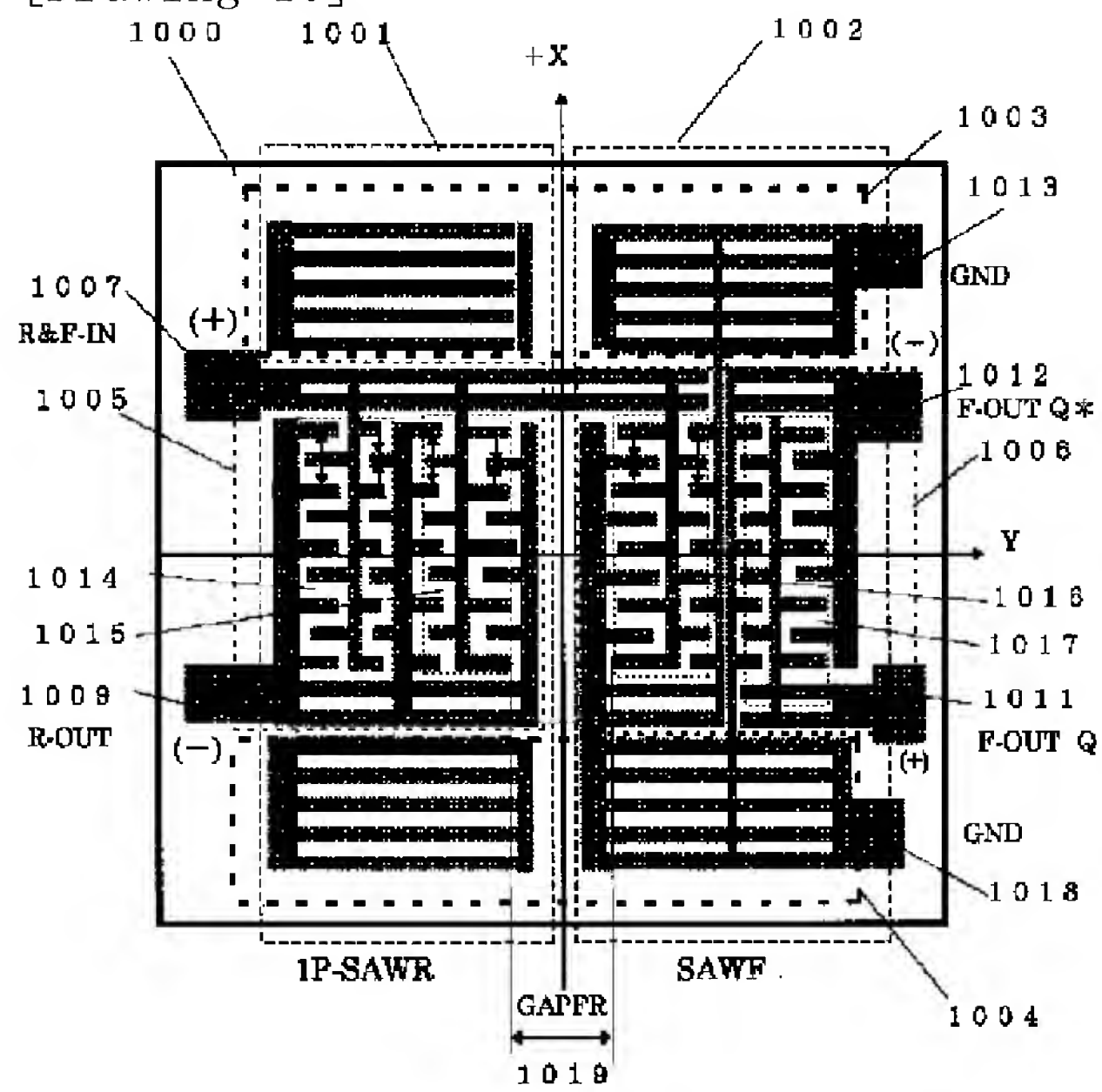
[Drawing 8]



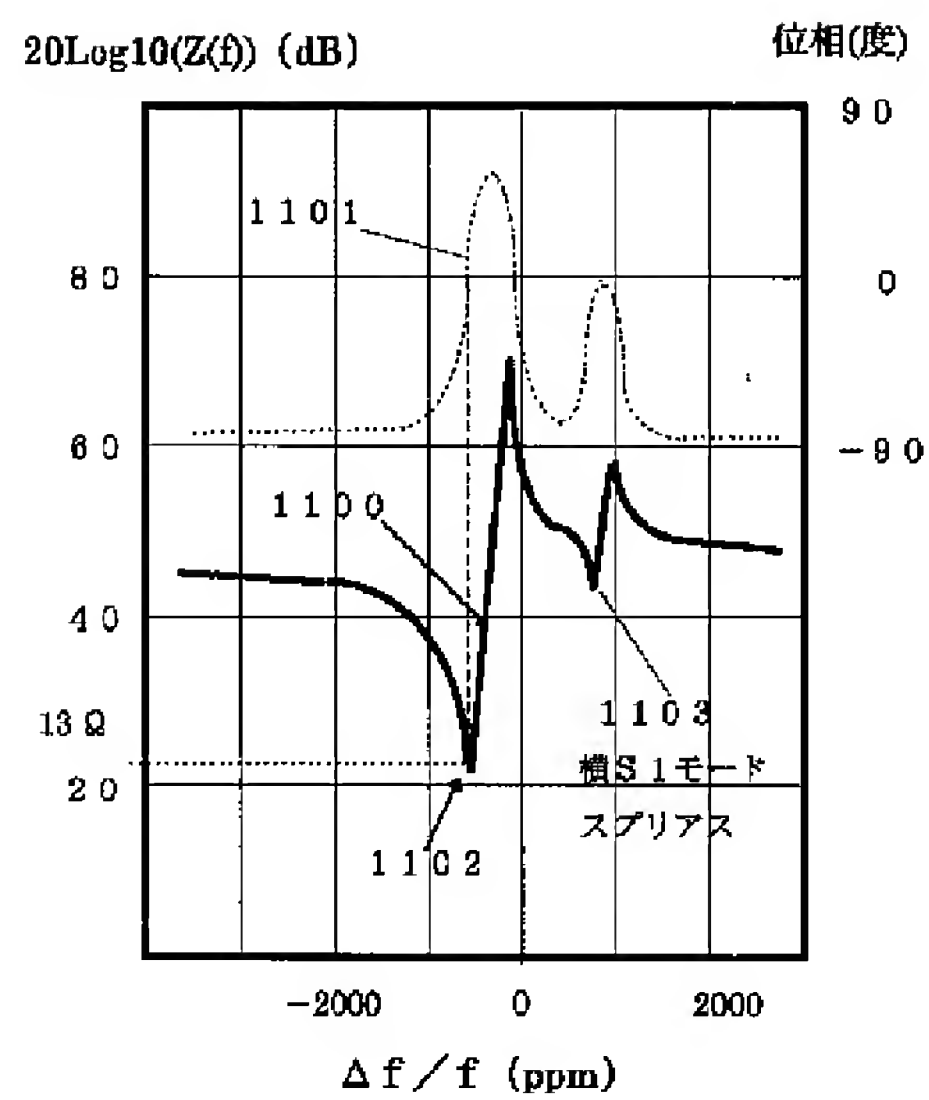
[Drawing 9]



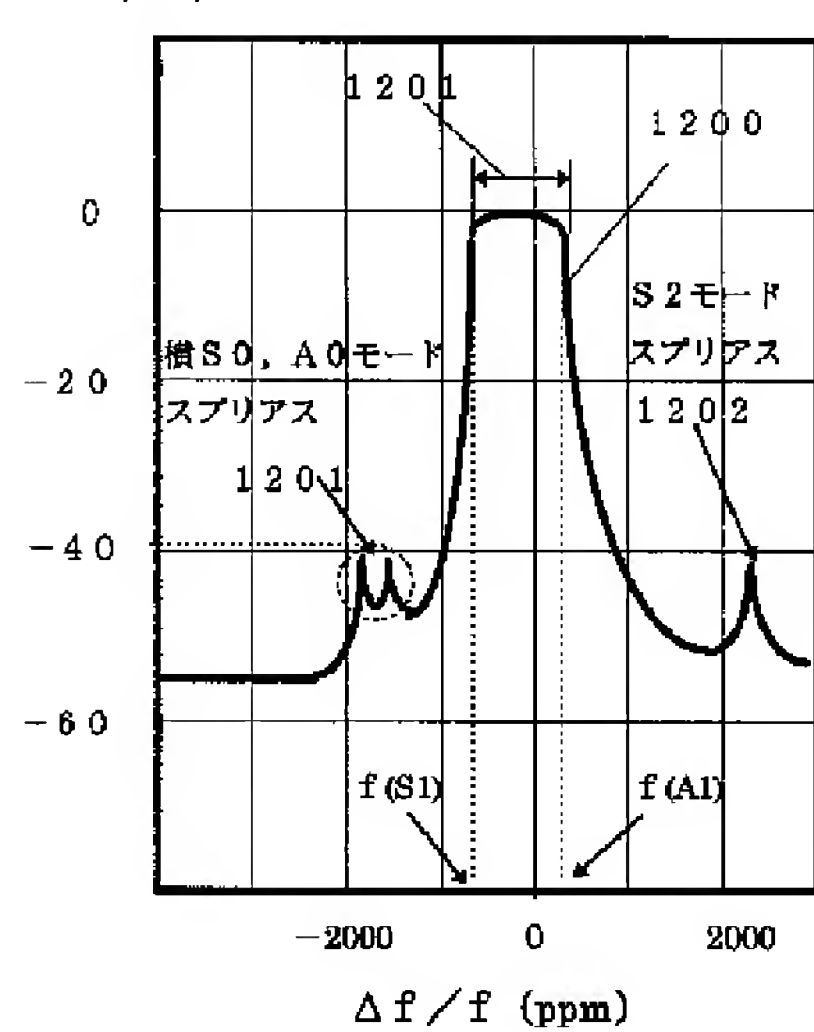
[Drawing 10]



[Drawing 11]

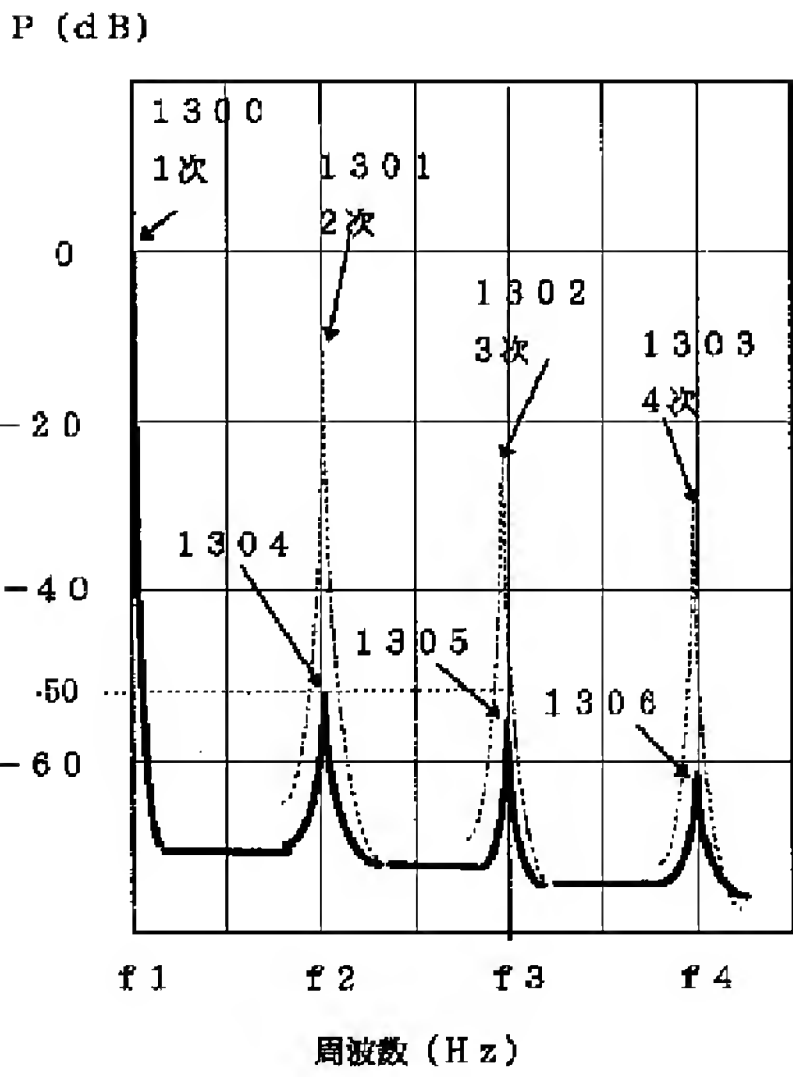


[Drawing 12]

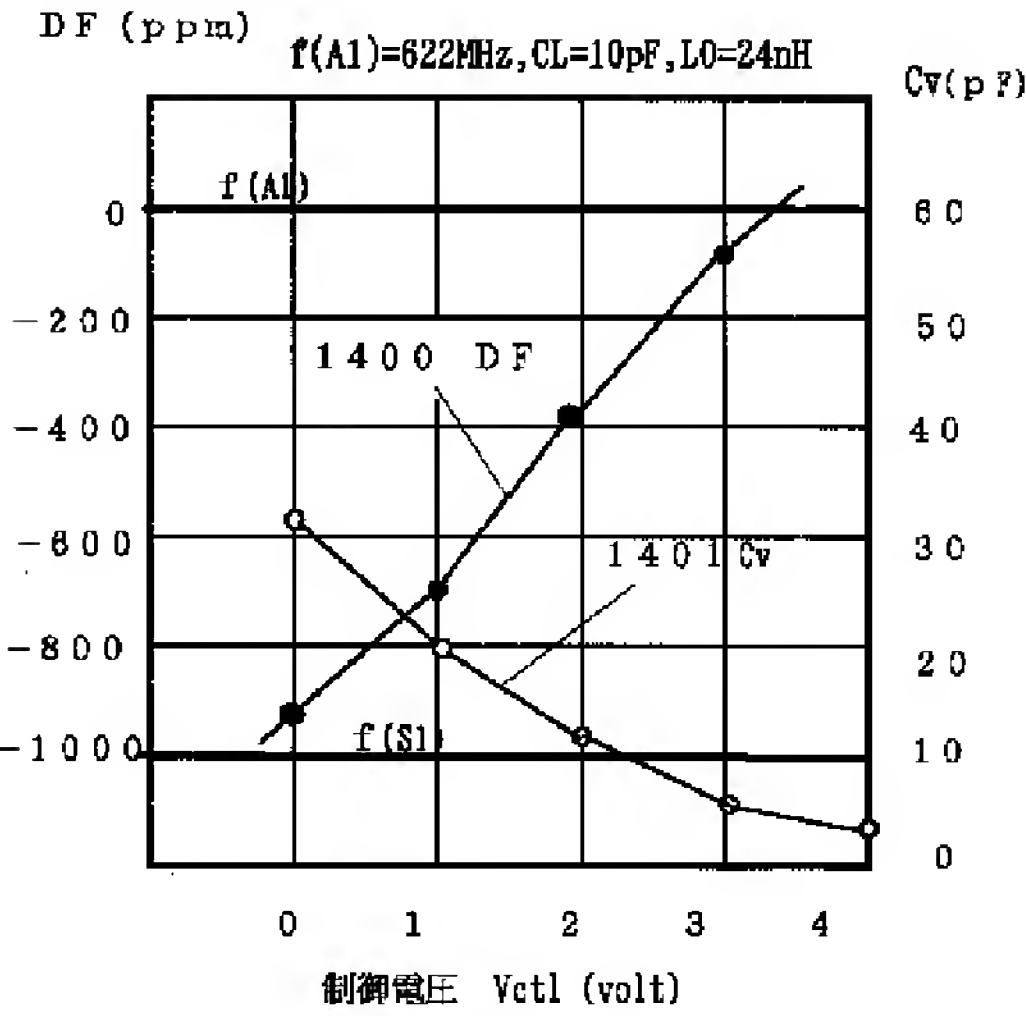


[Drawing 13]

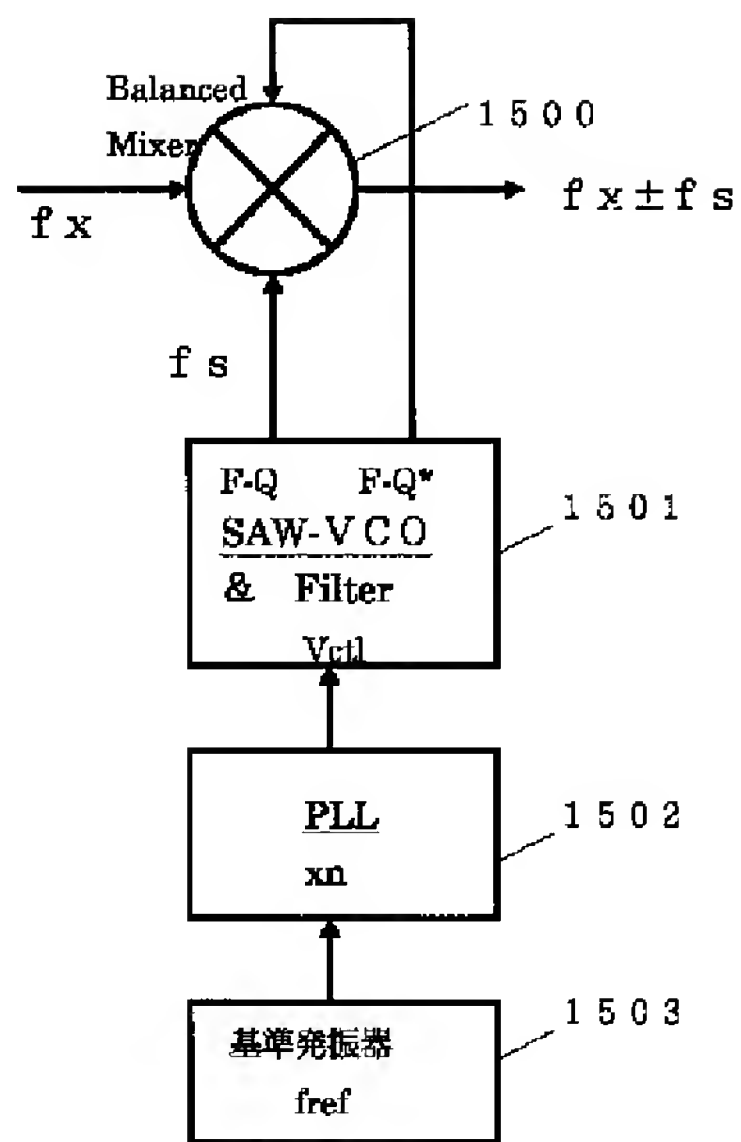




[Drawing 14]



[Drawing 15]



[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2002-111431  
(P2002-111431A)

(43) 公開日 平成14年4月12日 (2002. 4. 12)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テ-マ-ト* (参考)
H 0 3 H 9/145		H 0 3 H 9/145	Z 5 J 0 7 9
H 0 3 B 5/30		H 0 3 B 5/30	A 5 J 0 9 7

審査請求 未請求 請求項の数13 ○ L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2000-296806 (P2000-296806)

(22) 出願日 平成12年9月28日 (2000. 9. 28)

(71) 出願人 000002369  
セイコーエプソン株式会社  
東京都新宿区西新宿2丁目4番1号  
(72) 発明者 高木 道明  
長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内  
(72) 発明者 木下 裕介  
長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内  
(74) 代理人 100095728  
弁理士 上柳 雅誉 (外1名)

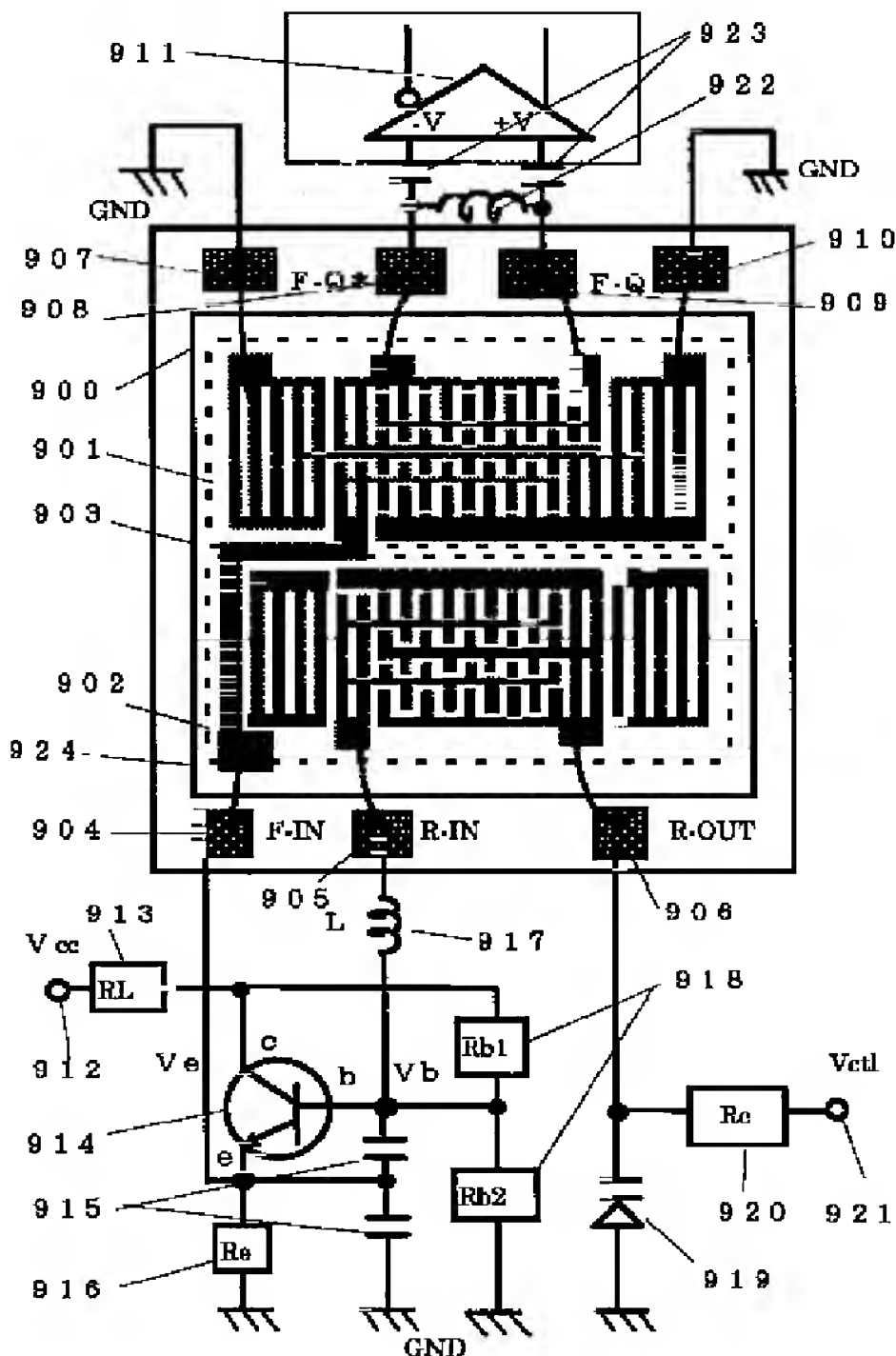
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 弾性表面波装置

(57) 【要約】

【課題】 本発明の目的は、従来より大幅に高調波成分を除去しかつ平衡型の高品質な出力信号を有するSAW発振器および電圧制御型SAW発振器 (VC SO) を、G b i t系高速有線通信市場のクロック信号源として提供することである。

【解決手段】 例えば水晶基板を用いて横2重モード型SAWフィルタとSAW共振子を一体に集積化して1チップ上に形成し、さらに外付けの能動素子と受動素子を付加することにより、フィルタ内臓型のSAW発振器を構成し、さらに前記SAW共振子とSAWフィルタを弾性的に結合させて同一の共振周波数となすことによって、単一の周波数にて発振かつ伝波することができる。さらには、SAWフィルタの特性を合成する2つの独立な共振モードとして、1次対称モードS1、1次斜対称モードA1を使用し、両モード間の周波数差をおよそ1000ppmの帯域通過フィルタとなし、SAW共振子を前記1次斜対称モードA1からS1モード間の周波数で動作するVC SOを構成できる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 圧電体平板上に、SAW共振子とSAWフィルタを一体にして形成し、外付けの増幅素子と接続して、SAW発振器となし、前記SAW発振器の出力信号を前記圧電体平板上で前記SAWフィルタに供給し、伝搬された信号を出力信号とする弾性表面波装置において、前記SAWフィルタおよびSAW共振子は、少なくとも1個のすだれ状電極と、前記すだれ状電極が発生する弾性表面波をその両側において反射するための、1対の反射器を有した2個のSAW共振子を、前記弾性表面波の伝搬方向Xに対して相隣接してほぼ平行に配置した横2重モード型の構成であって、前記横2重モード型のSAWフィルタおよびSAW共振子の伝送特性が、横モードに属する1次対称モードS1と1次斜対称モードA1とから合成されており、前記2個のSAW共振子が有するすだれ状電極は、前記1次対称モードS1と1次斜対称モードA1の振動変位を効率良く励振できるように、前記各々のSAW共振子の横幅方向の中央部位において極性を反転して形成し、さらに、前記SAWフィルタとSAW共振子は、横幅方向に距離GAPRをとって弾性的に結合させた上で、前記S1モードとA1モードの周波数差を100ppm程度以下となして、同一の周波数にて動作できるようにしたことを特徴とする弾性表面波装置。

【請求項2】 前記SAW共振子とSAWフィルタの横幅方向の距離GAPRは、弾性表面波の波長 $\lambda$ を単位として、 $1\lambda$ から $4\lambda$ の範囲にあることを特徴とする請求項1記載の弾性表面波装置。

【請求項3】 前記SAW共振子の反転するすだれ状電極は、正負電極指の交差幅寸法WC00が弾性表面波の波長 $\lambda$ を単位として、 $9\lambda$ から $12\lambda$ の範囲にあることを特徴とする請求項1記載の弾性表面波装置。

【請求項4】 前記2個のSAW共振子のすだれ状電極は、相互に近接する側において、 $2.5\mu\text{m}$ から $5\mu\text{m}$ のギャップ長Eによって分離配置していることを特徴とする請求項1記載の弾性表面波装置。

【請求項5】 圧電体平板上に、SAW共振子とSAWフィルタを一体にして形成し、外付けの増幅素子と接続して、SAW発振器となし、前記SAW発振器の出力信号を前記圧電体平板上で前記SAWフィルタに供給し、伝搬された信号を出力信号とする弾性表面波装置において、前記SAWフィルタは、少なくとも1個のすだれ状電極と、前記すだれ状電極が発生する弾性表面波をその両側において反射するための、1対の反射器を有した2個のSAW共振子を、前記弾性表面波の伝搬方向Xに対して相隣接してほぼ平行に配置した横2重モード型の構成であって、前記横2重モード型のSAWフィルタの伝送特性が、横モードに属する1次対称モードS1と1次斜対称モードA1とから合成されており、

前記2個のSAW共振子が有するすだれ状電極は、前記1次対称モードS1と1次斜対称モードA1の振動変位を効率良く励振できるように、前記各々のSAW共振子の横幅方向の中央部位において極性を反転して形成しており、

かつ前記SAW共振子は、前記SAWフィルタと同一形状のすだれ状電極を形成することによって、前記SAWフィルタの1次斜対称モードA1の直列共振周波数 $f_s(A1)$ で動作するようになり、さらに外付けする増幅素子と、伸長コイル、可変容量ダイオードによって電圧制御型SAW発振器を構成し、その発振周波数が前記SAWフィルタのS1モードとA1モード周波数間に可変して存在させたことを特徴とする弾性表面波装置。

【請求項6】 前記SAW共振子の反転するすだれ状電極は、正負電極指の交差幅寸法WC00が弾性表面波の波長 $\lambda$ を単位として、 $4\lambda$ から $6\lambda$ の範囲にあることを特徴とする請求項5記載の弾性表面波装置。

【請求項7】 前記2個のSAW共振子のすだれ状電極は、相互に近接する側において、 $2.5\mu\text{m}$ から $5\mu\text{m}$ のギャップ長Eによって分離配置していることを特徴とする請求項5記載の弾性表面波装置。

【請求項8】 前記SAW共振子が有するすだれ状電極の対数が120対から300対の範囲かつ片側反射器の導体本数が80本から300本の範囲内であることを特徴とする請求項1又は請求項5記載の弾性表面波装置。

【請求項9】 前記圧電体平板が水晶であって、 $30^\circ$ ～ $45^\circ$ 度回転Y板のSTカットX伝搬方位であることを特徴とする請求項1又は請求項5記載の弾性表面波装置。

【請求項10】 前記SAWフィルタの出力をバランス出力型であることを特徴とする請求項1又は請求項5記載の弾性表面波装置。

【請求項11】 前記SAW共振子は、1ポート型であることを特徴とする請求項1又は請求項5記載の弾性表面波装置。

【請求項12】 前記SAW共振子は、2ポート型であることを特徴とする請求項1又は請求項5記載の弾性表面波装置。

【請求項13】 前記請求項5記載記載の弾性表面波装置に外付けして、前記装置の出力信号を受ける平衡型のミキサ回路、入力信号を供給するPLL回路、さらに前記PLL回路の入力信号を供給する基準発振器を付加し、周波数シンセサイザ構成したことを特徴とする弾性表面波装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、圧電体平板上に、SAW共振子とSAWフィルタを一体にして形成し、外付けの増幅素子と接続してSAW発振器となし、前記SAW発振器の出力信号を前記圧電体平板上で前記SAWフィルタに供給し、伝搬された信号を出力信号とする弾性表面波装置に関

する。

#### 【0002】

【従来の技術】従来のSAWフィルタを出力段にもつSAW発振器としては、縦に2個のSAW共振子を重ねて配置した、いわゆる縦2重モードSAWフィルタ（別名では、高周波狭帯域多重モード・フィルタとも呼ばれる）を使用し、SAW共振子として前記SAWフィルタと同型の縦2重モード結合共振子を用いたものが知られている（USP5721515号公報中に記載の、従来技術であるFIG. 3参照のこと）。

【0003】この方式のSAW発振器に使用するSAW素子を周波数温度特性が優れた、約30度から45度の回転Y板である水晶STカットX伝搬基板にて製作すれば、前記SAWフィルタの出力には、同位相ノイズ成分を抑圧した平衡型の信号出力 $\pm V \sin(2\pi ft)$ が容易に得られる他、SAWフィルタを使うことにより高調波成分が除去されて、低ジッタなクロック信号源が容易に得られ高速有線通信系のバックボーンシステムに有用である。

#### 【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかし前述の従来技術を使用しては、SAW共振子とSAWフィルタを一体あるいは別体にて形成するとしても、それら周波数を100ppmの精度に一致させて調整する必要がある（課題1）。このため製造コストが高いという問題点があった。

【0005】さらにまた、前記のSAW共振子と、外付けする増幅素子と、伸長コイル、可変容量ダイオードによって電圧制御型SAW発振器を構成するに際しては、その発振周波数がおよそ500ppm範囲で可変させる必要上から、800から1000ppmの通過帯域幅を有して、前記通過帯域幅内にスプリアスの無いフィルタが必要である（課題2）。ところが、前記の縦2重モードSAWフィルタにおいては、横高次モードと呼ばれるスプリアス（不要振動モードのこと）がフィルタの通過帯域幅中に存在して、ジッタ（出力信号の位相が瞬時に変動する現象のこと。これにより検出データのエラーにつながる）等の不具合となり、また歩留まり低下の原因となっている。

【0006】そこで本発明はこのような問題点を解決するもので、その目的とするところは、水晶STカットのような周波数温度特性が優れかつ材料のQ値が優れた基板を用いて、SAWフィルタとSAW共振子をほぼ同一周波数にて1チップ上に一体に集積化して形成することにより小型であり、またSAWフィルタからの平衡型出力信号が、同相ノイズ成分を抑圧した平衡型でかつ高調波成分を除去して高品質となして、低ジッタかつ低位相ノイズなクロック信号源であるSAW発振器および電圧制御型SAW発振器をGbit系の高速有線通信市場に提供することにある。

#### 【0007】

【課題を解決するための手段】（1）本発明の弾性表面波装置は、圧電体平板上に、SAW共振子とSAWフィルタを一体にして形成し、外付けの増幅素子と接続してSAW発振器となし、前記SAW発振器の出力信号を前記圧電体平板上で前記SAWフィルタに供給し伝搬された信号を出力信号とする弾性表面波装置において、前記SAWフィルタおよびSAW共振子は、少なくとも1個のすだれ状電極と、前記すだれ状電極が発生する弾性表面波をその両側において反射するための、1対の反射器を有した2個のSAW共振子を、前記弾性表面波の伝搬方向Xに対して相隣接してほぼ平行に配置した横2重モード型の構成であって、前記横2重モード型のSAWフィルタおよびSAW共振子の伝送特性が、横モードに属する1次対称モードS1と1次斜対称モードA1とから合成されており、前記2個のSAW共振子が有するすだれ状電極は、前記1次対称モードS1と1次斜対称モードA1の振動変位を効率良く励振できるように、前記各々のSAW共振子の横幅方向の中央部位において極性を反転して形成し、さらに、前記SAWフィルタとSAW共振子は、横幅方向に距離GAPFRをとって弾性的に結合させた上で、前記S1モードとA1モードの周波数差を100ppm程度以下となして、同一の周波数にて動作できるようにしたを特徴とする。

（2）前記（1）において、前記SAW共振子とSAWフィルタの横幅方向の距離GAPFRは、弾性表面波の波長 $\lambda$ を単位として、 $1\lambda$ から $4\lambda$ の範囲にあることを特徴とする。

（3）前記SAW共振子の反転するすだれ状電極は、正負電極指の交差幅寸法WC00が弾性表面波の波長 $\lambda$ を単位として、 $9\lambda$ から $12\lambda$ の範囲にあることを特徴とする。

（4）前記（1）において、前記2個のSAW共振子のすだれ状電極は、相互に近接する側において、 $2.5\mu\text{m}$ から $5\mu\text{m}$ のギャップ長Eによって分離配置していることを特徴とする。

（5）本発明の弾性表面波装置は、圧電体平板上に、SAW共振子とSAWフィルタを一体にして形成し、外付けの増幅素子と接続してSAW発振器となし、前記SAW発振器の出力信号を前記圧電体平板上で前記SAWフィルタに供給し伝搬された信号を出力信号とする弾性表面波装置において、前記SAWフィルタは、少なくとも1個のすだれ状電極と、前記すだれ状電極が発生する弾性表面波をその両側において反射するための、1対の反射器を有した2個のSAW共振子を、前記弾性表面波の伝搬方向Xに対して相隣接してほぼ平行に配置した横2重モード型であって、前記横2重モード型のSAWフィルタの伝送特性が、横モードに属する1次対称モードS1と1次斜対称モードA1とから合成されており、前記2個のSAW共振子が有するすだれ状電極は、前記1次対称モードS1



と1次斜対称モードA1の振動変位を効率良く励振できるように、前記各々のSAW共振子の横幅方向の中央部位において極性を反転して形成しており、かつ前記SAW共振子は、前記SAWフィルタと同一形状のすだれ状電極を形成することによって、前記SAWフィルタの1次斜対称モードA1の直列共振周波数 $f_s(A1)$ で動作するようなし、さらに外付けする増幅素子と、伸長コイル、可変容量ダイオードによって電圧制御型SAW発振器を構成し、その発振周波数が前記SAWフィルタのS1モードとA1モード周波数間に可変して存在させたことを特徴とする。

(6) 前記(5)において、前記SAW共振子の反転するすだれ状電極は、正負電極指の交差幅寸法WC00が弾性表面波の波長 $\lambda$ を単位として、 $4\lambda$ から $6\lambda$ の範囲にあることを特徴とする。

(7) 前記(5)において、前記2個のSAW共振子のすだれ状電極は、相互に近接する側において、 $2.5\mu\text{m}$ から $5\mu\text{m}$ のギャップ長Eによって分離配置していることを特徴とする。

(8) 前記(1)又は(5)において、前記SAW共振子が有するすだれ状電極の対数が120対から300対の範囲かつ片側反射器の導体本数が80本から300本の範囲内であることを特徴とする。

(9) 前記(1)又は(5)において、前記圧電体平板が水晶であって、 $30\sim 45$ 度回転Y板のSTカットX伝搬方位であることを特徴とする。

(10) 前記(1)又は(5)において、前記SAWフィルタの出力をバランス出力型ことを特徴とする。

(11) 前記(1)又は(5)において、前記SAW共振子は1ポート型であることを特徴とする。

(12) 前記(1)又は(5)において、前記SAW共振子は2ポート型であることを特徴とする。

(13) 本発明の弾性表面波装置は、前記(5)記載の弾性表面波装置に外付けして、前記装置の出力信号を受ける平衡型のミキサ回路、入力信号を供給するPLL回路、さらに前記PLL回路の入力信号を供給する基準発振器を付加し周波数シンセサイザを構成したことを特徴とする。

#### 【0008】

【発明の実施の形態】本発明に関して、具体的な実施例を説明する前に理論的な解説を行ない、本発明の理解を助けることにする。水晶、タンタル酸リチウム、PZT、四ほう酸リチウム等の圧電体材料から平板を切り出して、その表面を鏡面研磨した後、レイリー型、ラム型、リーキー型、BGS波等の弾性表面波の位相伝搬方向に対して直交して、例えば金属アルミニウムからなる多数の平行導体の電極指を周期的に配置したIDTを形成し、さらには、その両側に一对の反射器を多数のスト

リップ導体を平行にかつ周期的に配置して構成し、1ポート型のSAW共振子を形成する。

【0009】前記のSAW共振子において、前記IDTを構成する際の要点として、正電極と負電極を1対としてM対としたときに、IDTの電極指全体でのトータル反射係数 $\Gamma$ を次式(1)の通り定義した上で、 $10>\Gamma>0.8$ とすれば、振動エネルギーが共振子の中央に集中した、いわゆるエネルギー閉込型SAW共振子(参考文献：エネルギー閉込め弾性表面波共振子，信学技法US87-36, pp9-16(1987.9.))を実現できることが知られている。

#### 【0010】

##### 【数1】

$$\Gamma = 4MbH/\lambda \quad (1)$$

但し、ここでMは前記IDTの対数、bは電極1本当たりの弾性表面波の反射係数、Hは前記導体の膜厚、 $\lambda$ は弾性表面波の波長である。

【0011】例えば、STカット水晶板で前記アルミニウム導体で形成されたIDTであれば、 $b=0.255$ 、 $H/\lambda=0.03$ として $M=80$ 対とすれば、図1の1ポートSAW共振子を構成できる。このとき $\Gamma=2.448$ 程度となる。従って、 $M=80$ 対程度以上の1ポート型SAW共振子を本発明の構成要素である横2重モード型SAWフィルタに使用し、素子サイズの小型化をはかることが可能である。

【0012】さらに、本発明の弾性表面波装置における発明が解決しようとする課題1)および2)を解決するに当たっては以下に述べる理論を用いて、いわゆる横モードとよばれるモードの振動変位とその共振周波数を算出し、フィルタおよび共振子の設計を行ったのでこの内容を順に説明する。前記横モードは、SAW共振子の幅方向(弾性表面波の伝搬方向Xに対してに直交するY軸方向のこと)の長さに依存して存在する固有振動モードであり、前記幅方向の長さとはIDTのもつ電極指交差幅WCを指すことが一般的である。この電極指交差幅WCとは、正極性と負極性の電極指が相互に重なる配置となる幅方向の寸法である。次に、前記のSAW共振子の幅方向(Y軸とする)について、SAW共振子の振動変位を簡便に計算するための方法として、筆者等はすでにこれら横モードを支配する微分方程式を導いて公開している(高木、桃崎、他：“常温に動的及び静的零温度係数をもつKカット水晶SAW共振子”，電気学会 電子回路技術委員会 第25回EMシンポジウム, pp79-80, (1996))。あらためて、この方程式を記述すると式(2)となる。

#### 【0013】

##### 【数2】

$$a\omega_0^2(Y)V(Y),_{YY} + \{\omega^2 - \omega_0^2(Y)\}V(Y) = 0 \quad (2)$$

ここで、 $\omega$ は角周波数、 $\omega_0(Y)$ は該当する領域の素

子角周波数、aは幅方向の実効的せん断剛性定数、V

(Y)は幅方向の弾性表面波変位の振幅、Yは弾性表面波の波長で規格化したY座標である。また、 $\omega_0(Y)$ は座標Yにおける弾性表面波の速度を角周波数に換算した量であり、周波数ポテンシャル関数と呼ぶことにする。この周波数ポテンシャル関数はSAW共振子の動作点近傍においては、弾性表面波の伝搬路に存在するアルミニウム金属導体膜の厚みH(Y)の関数により変化する。もっと一般的には、アルミニウム金属の質量m(Y)の関数で変化することが確認されている。従っ

$$a Q^2(Y) V(Y),_{YY} + \{ \Omega^2 - Q^2(Y) \} V(Y) = 0 \quad (3)$$

ここで、 $\Omega = \omega / \omega_0$ は規格化周波数、 $Q(m(Y))$ はポテンシャル関数となる。

【0015】変位振幅V(Y)求める方法は、たとえ

$$V(Y, \Omega) = \int_0^Y V(Y),_Y dY + c \text{ (定数)} \quad (4)$$

$$\text{ただし、} V(Y, \Omega),_Y = - \int_0^Y \{ \Omega^2 - Q^2(Y) \} V(Y) / a Q^2(Y) dY$$

式(4)のV(Y,  $\Omega$ )は規格化周波数の関数であるが、現実にかかる変位振幅は、エネルギーの最小原理である次式により与えられる $\Omega$ において得られる。

$$\partial (2E(\Omega)) / \partial \Omega = \partial (\int_0^\infty V^2(Y, \Omega) dY) / \partial \Omega = 0 \quad (5)$$

以上の式(1)から(4)が本発明の弾性表面波装置に用いた計算の基本式であり、これらを用いて、後述の具体的実施例になる横2重モード型のSAWフィルタおよびSAW共振子の周波数配置と寸法設計を行い、試作品を製作して測定してみたので、これらを順に説明する。

【0018】(実施例1)以下、本発明の実施の形態を図1から順を追って説明する。図1は本発明の弾性表面波装置に使用される横2重モード型SAWフィルタ(101)および2ポート型のSAW共振子(102)に使用される電極パターンを、平面図で表した実施例1である。前記のSAWフィルタ101とSAW共振子102は、すでに詳述したSAW共振子2個を平行に近接配置して構成する。

【0019】図1中の各部位の名称は、100は圧電体平板、118は本素子に利用する弾性表面波の伝播方向X軸であり、119は前記X軸に直交するY軸である。太い破線で囲まれた103と104は本発明の弾性表面波装置の反射器1と反射器2であり、SAW共振子(破線枠内101、SAWRと略記)とSAWフィルタ(破線枠内102、SAWFと略記)を構成する1対の反射器を兼ねている。120と121等はアルミニウム金属からなる導体ストリップ群であって、弾性表面波を反射する役目を果たす。前記SAW共振子は軸Xの左側であり、SA

W共振子の主要部を構成するすだれ状電極部においては、すだれ状電極のもつ質量m(Y)により $\omega_0(Y)$ はほぼ決定される。すなわち、 $\omega_0(m(Y))$ である。前記の水晶ST-カットの場合には、膜厚みが薄いために、前記の $\omega_0(Y)$ はmに対してほぼ比例して直線的に降下する。ここで計算を簡単にするために式(2)において、基準となる周波数 $\omega_0^2$ で割ると、

【0014】

【数3】

ば、次の様に逐次積分にて計算することができる。

【0016】

【数4】

【0017】

【数5】

Wフィルタは軸Xの右側に配置する。細い破線で囲まれた105と106は各々、SAW共振子101、SAWフィルタ102の反転極性を有するすだれ状電極すなわちIDTの集合体(114, 115, 116, 117)である。前記IDT1(105)とIDT2(106)はほぼ左右対称をなしており、SAW共振子101とSAWフィルタ102の周波数が一致する基本をなしている。前記IDT(115)に接続する107はSAW共振子101およびSAWフィルタ102の正極性入力端子である。108, 110, 113, 112はGND(接地)端子である(端子はパッドと呼んでもよい)。また、109はSAW共振子101の正極性出力端子である。端子108と110間は前記IDT1(105)の負極側の給電導体122を介して反射器104の導体ストリップ123に接続しており、さらにSAW共振子の負極性側端子であるGND(接地)110へ接続される。ただし、入出力信号は当然、高周波交流信号であるが、ここでは一方を正極、他方を負極と呼んでいる。前記IDT2(106)において、本発明の横2重モード型SAWフィルタに加えられる外部電気信号(電圧)は、SAW共振子の正極性入力端子(107)を介して、SAW共振子101とSAWフィルタ102のIDT 115, 116の正極性入力端子間に印加され



る。107の正極性入力端子に加えられた電圧は、IDT115、116の中央を縦に縦断する給電導体124、125を介して126とか127等の正極側電極指群に供給される。110、113の負極性入力端子は128、129等の負極性電極指群に接続導体を介して接続する。

【0020】さらに、本発明の弾性表面波装置における横2重モード型SAWフィルタからの出力電気信号は、111の正極性端子(F-OUTQ)と負極性端子112(F-OUTQ\*)の端子間に相互に反転した交流電圧として発生する。112の出力側正極性端子は130の接続導体を介して、前記IDT117の横幅方向(Y軸)の中央を縦に縦断する給電導体131を介して132の正極性側電極指群に接続し圧電効果を介して出力電圧を検出できる。112の負極性端子は133の接続導体を介して134の負極性側給電導体に接続し、さらに135等の負極性側電極指群に接続する。

【0021】また136の寸法GAPFRは、SAW共振子101とSAWフィルタ102の素子間の距離であり、弾性表面波の波長 $\lambda$ を単位として、相互に弾性結合させて使用する場合には、 $1\lambda$ から $4\lambda$ の範囲に設定し、相互に弾性結合させないで使用する場合には、 $5\lambda$ 以上に離して設定する必要があることが実験的に得られている。100の圧電体平板は、水晶、タンタル酸リチウム、四ほう酸リチウム等の圧電性を有する単結晶およびダイヤ基板上のZnO等の圧電性薄膜を形成した基板等からなってもよいが、本発明においては特に30〜45度回転Y板のレーリー波使用の水晶ST-X伝播カット、STW-Y伝播カット等について記載している。前記の100上に形成された前記のSAW共振子及びSAWフィルタを構成するIDTならびに反射器等は、アルミニウムおよび金等の導電性を有する金属膜を蒸着、スパッタ等の手段により薄膜形成した後、フォトリソグラフィ技術によりパターン形成して作られる。前記IDTと反射器の電極指群は、利用する弾性表面波(レーリー波及びリーキー波等)の位相進行方向(長手方向X)に対して直交して、平行かつ周期的に多数配置される。

【0022】(実施例2)次に図2は、前述の図1あるいは後述の図10の弾性表面波装置を用いて構成したSAWフィルタを内蔵するSAW発振器の一実施例である。図中の各部位の名称は、200が本発明の弾性表面波装置を搭載した圧電体平板、太い破線で囲まれた201は横2重モード型SAWフィルタ(SAWF)、202はSAW共振子(SAWR)である。前記200の圧電体平板は220の気密容器中に固定されており、気密容器の接続パッド204(R&F-IN)、205(R-OUT)、206、207、210(GND)、208(F-Q\*)、209(F-Q)等を介して外付けの電気素子に接続している。また、211はIC中のLVDS(Low voltage Differential Signals)規格対応の差

動インターフェイスドライバ回路(バランス型と呼ばれる)であるとか、ゲインを抑えて線形的な動作を行う差動増幅器である。212は、インダクターL、213はNPNトランジスタ、214、215、218、219は抵抗、216はコンデンサ、217は発振の動作、非動作状態を決定する制御電圧 $V_{en}$ を印加する制御端子である。212から219の素子と202のSAW共振子によりSAW発振器を構成している。図2での動作を簡単に説明すると、トランジスタ213のコレクタCに発生する振動電圧 $V_c = \sum A_n \sin(2n\pi ft)$ (ここで、 $n=1,2,3\cdots$ は整数、 $f$ は周波数、 $t$ は時間、 $A_n$ は第 $n$ 次高調波の振幅)は、一般的に高調波成分を含んで存在するが、 $V_c$ は204端子から203の導体分岐点を通してSAWフィルタおよびSAW共振子の入力側IDTに印加されて圧電体平板200が有する圧電気現象により弾性表面波による弾性振動を励起する。前記励起された弾性振動は、SAW共振子202においては出力端子205(R-OUT)とGND(206)間で位相が約180度反転した基本波成分電圧 $V_b = G_{cb}A_1 \sin(2\pi ft)$ として検出される。一方、203から201のSAWフィルタに印加した $V_c$ 電圧は、同様に主に基本波成分 $A_1$ のみが弾性振動に変換されて、208と209の端子間に $V_Q = G_{cq}A_1 \sin(2\pi ft)/2$ と $V_{Q*} = -G_{cq}A_1 \sin(2\pi ft)/2$ の平衡電圧として検出される。ここで $G_{cb}$ 、 $G_{cq}$ は伝達ゲインである。図2のSAW発振器の場合においては、前記図1中の136の寸法GAPFRは、弾性表面波の波長 $\lambda$ を単位として $1\lambda$ から $4\lambda$ の範囲に設定し、相互に弾性結合させて単一周波数で動作できるようにする。

【0023】つぎに、本発明の図1、図2に関するさらに細部にわたる構成と特性の説明を図3、図4、図5、図6、図7、図8を用いて説明する。

【0024】まず、図3は図1のSAW共振子101およびSAWフィルタ102で用いられるIDT1(105)あるいはIDT2(106)の詳細な構成と機能を、別の実施例をもとに寸法および形状と横幅方向振動変位状態 $V(Y)$ の関係を図示したものである。図中の300は、入力側における正極性入力端子、302は負極性端子であり、303は出力側における正極性出力端子、301は負極性端子である。図3のIDTの電極指位置によって得られる励振電界は上向きの矢印308と下向きの矢印309となる。この励振電界によって発生する振動変位は、図3の下部に示す変位状態 $V(Y)$ のようになる。306は1次対称モードであるS1モード、307は1次斜対称モードであるA1モードである。304の縦軸は相対変位 $V(Y)$ 量を、305の横軸は横幅方向の位置 $Y$ を示す。モードS1、A1ともに各々図3のIDT1とIDT2の中央位置P、Qにおいてはほぼ零の変位 $V(Y)$ をとっているのが特徴である。これによ

って前記モードの効率的な励振が可能となる。その他図中の寸法を指定する記号は、EがIDT1とIDT2を分離するギャップ長、Dと2Dは給電導体幅、CとIGは給電導体と電極指間の分割ギャップ、BWは外側の給電導体幅寸法、WC00は反転極性を有する個々の電極指交差幅寸法（図3中のWC00）を指定する記号である。また、前記寸法Eの領域は前面が金属導体で覆うことも可能である。

【0025】つぎに、具体的な寸法設計例について図4から図7を用いて説明する。まず図3に示された記号EとWC00を変化させた場合の図1と図2が示す特性を図4と図5に示す。他の共通な設計条件として、圧電体平板は30から45度の回転Y板からなるST-X伝播カット、 $IG=2\lambda$ （ $\lambda$ はX方向に伝播する弾性表面波の波長）、 $BW=2\lambda$ 、 $C=2\mu\text{m}$ 、 $D=4\mu\text{m}$ 、素子の動作周波数は $f=250\text{MHz}$ である。図4は前記WC00=5 $\lambda$ において、前記Eを2から10 $\mu\text{m}$ まで可変した場合の横インハーモニックモード群の内、S0

$$Q(Y) = \omega_{00} \{ 1/\eta + (1-1/\eta) PYM(Y) \} \quad (6)$$

ただし、 $\eta$ としては0.99から0.95の値とした。この条件下で、前記規格化周波数ポテンシャル関数PYM(Y)がどのようにして与えられたかをつぎに説明する。まず最初にWC00で表される電極指の周期的配列で構成された領域は、電極指のつくる周期的格子構造により弾性表面波が摂動を受け、自由表面の伝搬速度VsからVmに速度が低下する。従ってVmに対応して前述の領域の角周波数 $\omega_{00}$ （ $=2\pi Vm/(2PT)$ ）が決定されている。PTは電極指の配列周期長である。この角周波数に対応するPYMが1であることは式(6)から容易に理解できる。また、自由表面に対するPYMはPYM=0であり、この場合の角周波数は $\omega_{00}(1/\eta)$ （ $>\omega_{00}$ ）となる。図3中のD、2D、BWで示される給電導体部は、全面被服としてFEM解析で得られる弾性表面波速度から、前記の自由表面の速度Vsより500から1000ppmとやや小さいものとされている。従って、PYM=0.1程度に対応する（ $0.001=1/(0.99-1) \times PYM$ ）。領域Cは、領域WC00の電極指本数の1/4が弾性表面波の伝搬路と交差しているから、約0.25の速度降下とみなす。従ってPYM=0.25である。以上の規格化周波数ポテンシャル関数PYM(Y)によって発生する横モードの変位V(Y)は、すでに見た通り図3の最下部に図示した306のS1モードと307のA1モードである。

【0027】つぎに図5は、前記Eを4 $\mu\text{m}$ として、電極指交差幅寸法WC00を4 $\lambda$ から12 $\lambda$ まで変えた場合の前記A1モードとS1モードの周波数差DF1（ppm）の特性（500）を示す。WC00が4 $\lambda$ から6 $\lambda$ の範囲においては、DF1が1500から1000ppm以上の値をとることができ、またWC00が10 $\lambda$

（基本波対称モード）、A0（基本波斜対称モード）、S1（1次対称モード）、A1（1次斜対称モード）の周波数を計算したものである。図中の曲線400がS0モード、401がA0モード、402がS1モード、403がA1モードである。図4に見られる通り、周波数差DF0（A0とS0モードの周波数差）は、DF1（A1とS1モードの周波数差）より小さく、フィルタの比帯域幅をたとえば電圧制御型SAW発振器に使うための目標の1000ppm程度にする場合にはEとして、2.5 $\mu\text{m}$ から5 $\mu\text{m}$ の範囲で、A1とS1モードの周波数差DF1を使用すれば良いことがわかる。この場合の各モードの周波数計算方法は、前記2個のIDT1とIDT2の電極指交差領域WC00において、各領域がもつ規格化周波数ポテンシャル関数PYM(Y)を等しく1として、前述の式(3)中のQ(Y)とPYM(Y)の関係を次式として計算している。

【0026】

【数6】

から12 $\lambda$ の範囲においては、DF1が150から100ppm程度以下の値をとることができる。

【0028】つぎに図6において、本発明の横2重モード型SAWフィルタおよびSAW共振子を構成する2個のSAW共振子が示す等価定数とIDT対数Mの関係を示す。前記SAW共振子の周波数として250MHzとした。前記周波数にて、水晶で製作可能と思われる最小の素子サイズである約2×3mmに収納するためには、IDTの対数Mと片側の反射器Nの和が200以内である必要がある。この条件のもとに、1個のSAW共振子のQ値（共振先鋭度）（曲線600）と等価直列共振抵抗R1（曲線601）の特性を図6に示した。IDTの対数Mが40から120の範囲において、約1万以上のQ値が、また、R1はMが60から120対の範囲において100 $\Omega$ 程度が得られる。ただし、1個のSAW共振子の電極指交差幅（前述のWC00×2に対応する。）として、8波長（ $\lambda$ ）を用いた。従って本発明には、前記WC00幅が4 $\lambda$ 以上から6 $\lambda$ あるいは、10 $\lambda$ から12 $\lambda$ 以上でかつ、対数M=60から120対、従って反射器の導体本数NRは140から80本とすれば、おおむね本発明の目的とする特性が得られる。

【0029】もちろん、素子サイズに約2×3mmの制約がなければ、これ以上のIDT対数Mが120対から300対の範囲および反射器導体本数NRが80本から300本の範囲内であれば十分な特性が実現できる。最後に、本発明の前述の条件において、図1の構成により得られるSAW共振子101およびSAWフィルタ102の伝送特性（動作伝送量 $SB=20\text{LOG}_{10}(V2/V1)$ （dB））を図7に示す。縦軸はSBを対数表示し、横軸は周波数変化率 $\Delta f/f$ をppm単位 $10^{-6}$ で表示している。図中の700が前述のS1、A1モード



によって作られる100ppm程度以下の通過帯域幅である。前記700の周波数はSAW共振子(図1の101)とSAWフィルタ(図1の102)の周波数が一致するように、両者の横幅方向の距離GAPFR(図1の136)が、弾性表面波の波長 $\lambda$ を単位として、 $1\lambda$ から $4\lambda$ の範囲内として、弾性結合するように設定する。701はS0とA0によって作られるフィルタ特性である。また、702はS1より高次の対称モードであるS2モードによって作られるスプリアスであって、高次モードがゆえに十分に抑圧されている。フィルタの挿入損失SBminは9dB程度である(SBmin=-9dB)。また701のスプリアスは予想外に小さい結果となった。この原因を図8を用いて考察する。図8の下部に図示したS0とA0モードの変位803、804が、WC0とWC1のIDT領域において同一なる極性の変位をもつために、電極指に発生する電荷(806と807)が相互に相殺して電氣的短絡現象を呈することにより、エネルギー損失を発生して共振先鋭度(Q値)の大幅低下をもたらすことになる(2万から2000へ低下)(-20dB)。さらに、各モードに対する相対励振効率を計算すると、S0とA0モードにおいては、0.1であり、S1とA1モードについては0.75程度となるために、 $0.1/0.75=0.133$ (-17dB)の抑圧効果がある。従って全体では前記SBminに対してさらに-37dB程度の抑圧が発生したものと考えられる。図7の特性からみて、スプリアスレベルが十分小さな発振出力が得られることがわかる。

【0030】次に本発明を用いた他の実施例である電圧制御型SAW発振器について、図10(実施例3)、図9(実施例4)、図11、図12、図13、図14、図15を用いて説明する。

【0031】(実施例3)図10は本発明の弾性表面波装置に使用される横2重モード型SAWフィルタおよび1ポート型のSAW共振子に使用される電極パターンを、平面図で表した実施例3である。細部はおおむね図1と同様であるためあらためては解説しない。図10中の各部位の名称は、1000は圧電体平板、太い破線で囲まれた103と104は本発明の弾性表面波装置の反射器1と反射器2であり、SAW共振子(破線枠内1001のSAWR)とSAWフィルタ(破線枠内1002のSAWF)を構成する1対の反射器を兼ねている。前記SAW共振子は軸Xの左側であり、SAWフィルタは軸Xの右側に配置する。細い破線で囲まれた1005と1006は各々、SAW共振子1001、SAWフィルタ1002の反転極性を有するすだれ状電極すなはちIDTの集合体(1014、1015、1016、1017)である。前記IDT1(1005)はほぼ左右が平行移動によって重なるように電極指群が形成されており、SAW共振子1001が1次斜対称モードA1のみで動作できるようにする。これを説明するために、1005のIDT

1中には励振電界の方向矢印で示した。これら電界の向きから、中央にて反転する前記1次斜対称モードが励起されることが容易にわかる。またIDT2(1006)はほぼ左右対称をなして形成されており、SAWフィルタ1002が1次対称S1モードおよびA1モードで動作してフィルタ特性をとって、後述する特定の周波数配置となるよう設定されている。前記IDT1014、1015に接続する1007はSAW共振子1001およびSAWフィルタ1002の正極性入力端子(R&F-IN)である。1013、1012はGND(接地)端子である(端子はパッドと呼んでもよい)。また、1009はSAW共振子の負極性出力端子(R-OUT)である。ただし、入出力信号は当然、高周波交流信号であるが、ここでは一方を正極、他方を負極と呼んでいる。さらに、本発明の弾性表面波装置における横2重モード型SAWフィルタからの出力電気信号は、1011の正極性端子(F-OUTQ)と負極性端子1012(F-OUTQ\*)の端子間に相互に反転する極性を有した交流電圧として発生する。1019はSAW共振子とSAWフィルタ間の距離GAPFRである。特に図10のSAW共振子1001については、1次斜対称モードA1のみで動作する点が図1の実施例1の場合と異なる。

【0032】(実施例4)次に図9は、前述の図10の弾性表面波装置の1実施例を用いて構成したSAWフィルタを内蔵する電圧制御型SAW発振器の一実施例である。図中の各部位の名称は、900が本発明の弾性表面波装置を搭載した圧電体平板、太い破線で囲まれた901は横2重モード型SAWフィルタ(SAWF)、902はSAW共振子である。前記900の圧電体平板は903の気密容器中に固定されており、気密容器の接続パッド904(F-IN)、905(R-IN)、906(R-OUT)907、910(GND)、908(F-Q\*)、909(F-Q)等を介して外付けの電気素子に接続している。また、911はIC中のLVDS(Low voltage Differential Signals)規格対応の差動インターフェイスドライバ回路(バランス型と呼ばれる)であるとか、ゲインを抑えて線形的な動作を行う差動増幅器であり、さらに922のインダクタンスと923のコンデンサは全体でHPF型の整合回路を構成して前記911の入力インピーダンスと整合をとっている。

【0033】また917は、周波数可変範囲を広げるためのインダクターL、914はNPNトランジスタ、913、916、918、920は抵抗、915はコンデンサ、919は電圧を印加して障壁容量を可変できる可変容量ダイオード、921は発振周波数を可変するための制御電圧Vct1を印加する制御端子、912は電源端子Vccである。

【0034】912から921の素子と902のSAW共振子により919の可変容量ダイオードの容量値Cvを制御電圧Vct1にて可変することにより、発振周波



数が可変できる電圧制御型SAW発振器を構成している。

【0035】図9での動作を簡単に説明すると、トランジスタ914のエミッタeに発生する振動電圧 $V_e = \sum A_n \sin(2n\pi ft)$ （ここで、 $n=1,2,3\cdots$ は整数、 $f$ は周波数、 $t$ は時間、 $A_n$ は第 $n$ 次高調波の振幅）は、一般的にトランジスタの電流増幅率のもつ非線形によって高調波成分を含んで存在するが、 $V_e$ は904の端子を通してSAWフィルタの入力側IDTに印加されて圧電体平板900が有する圧電気現象によって弾性表面波による弾性振動を励起する。前記の弾性振動は前述図3の下部に見られるような1次対称モードS1と1次斜対称モードA1の合成からなり、およそS1とA1間の周波数差を通過帯域幅とするフィルタを形成する。前記フィルタの公称周波数が基本波 $f$ に設定してあるため、主に基本波成分 $A_1$ のみが、908と909の端子間に $V_Q = G_{eq}A_1 \sin(2\pi ft)/2$ と $V_Q^* = -G_{eq}A_1 \sin(2\pi ft)/2$ の平衡電圧として検出される。一方、914トランジスタのベース電圧 $V_b$ は、SAW共振子902の単一モードA1の共振電流からなることによって、基本波成分電圧 $V_b = G_{eb}A_1 \sin(2\pi ft)$ のみとして検出される。ここで $G_{eb}$ 、 $G_{eq}$ は伝達ゲインである。

【0036】つぎに、本発明の図9、図10に関するさらに細部にわたる構成と特性の説明を図11、図12、図13、図14、図15を用いて説明する。

【0037】まず、図11は図9あるいは図10で用いられる1ポート型SAW共振子1001のもつインピーダンス $Z(f)$ 特性である。図11中の曲線1100は $Z(f)$ の振幅の対数値 $20\log_{10}(Z(f))$  (dB)であり、破線の1101は $Z(f)$ の位相特性である。また1103の共振は横S1モードスプリアスである。13Ωである1102点が主共振点 $f_r$ である。

【0038】つぎに、図10の1002のSAWフィルタの具体的な寸法設計例は前述（実施例1の説明）の通りであるが、あらためて図8に従って記載すると、圧電体平板は30から45度の回転Y板からなるST-X伝播カット、 $IG=2\lambda$ （ $\lambda$ はX方向に伝播する弾性表面波の波長）、 $BW=2\lambda$ 、 $C=2\mu m$ 、 $D=4\mu m$ 、素子の動作周波数は $f=250MHz$ である。また $WC00=5\lambda$ において、フィルタの比帯域幅を1000ppm程度にする場合にはEとして、2.5から5μmの範囲で、A1とS1モードの周波数差 $DF_1$ を使用すれば良いことがわかる。SAWフィルタの公称周波数 $f$ と前記1次対称モードS1と1次斜対称モードA1の主共振周波数 $f(S1)$ 、 $f(A1)$ の関係は、ほぼ $f = \{f(S1) + f(A1)\}/2$ の関係にあることをつけくわえる。

【0039】従って本発明には、前記 $WC00$ 幅が4λ以上から6λあるいは、10λから12λ以上でかつ、対

数 $M=60$ から120対、従って反射器の導体本数 $NR$ は140から80本とすれば、十分小型（素子サイズが約 $2\times 3mm$ ）でかつおおむね本発明の目的とする特性が得られる。もちろん、これ以上のIDT対数 $M$ が120対から300対の範囲および反射器導体本数 $NR$ が80本から300本の範囲内とすれば、素子サイズは大きくなるが十二分な特性が実現できる。

【0040】つぎに、図10の1002のSAWフィルタの特性を図12に示した。図中1200がSAWフィルタ1002の伝送特性（動作伝送量 $SB=20\log_{10}(V_2/V_1)$  (dB)）を示す。縦軸は $SB$ を対数表示し、横軸は周波数変化率 $\Delta f/f$ をppm単位 $10^{-6}$ で表示している。図中の1201が前述のS1、A1モードによって作られる1000ppm程度以下の通過帯域幅であり、また、1201はS0とA0によって作られるフィルタ特性である。また、1202はS1より高次の対称モードであるS2モードによって作られるスプリアスであって、高次モードがゆえに十分に抑圧されている。フィルタの挿入損失は2dB程度、スプリアスの抑圧度は-40dBとなった。

【0041】つぎに図13は、図9の電圧制御型SAW発振器の出力信号の電力スペクトル $P$ (dB)の周波数特性を示す。図中の1300が従来と本発明の基本波(1次)成分 $P(f)$ 、破線で示される特性は、従来型の電圧制御型SAW発振器のもので、1301は2次高調波成分 $P(2f)$ 、1302は3次高調波成分 $P(3f)$ 、1303は4次高調波成分 $P(4f)$ に対応する。一方、実線で示される1304、1305、1306等は本発明の図9が示す電力スペクトル特性である。 $f_2$ 、 $f_3$ 、 $f_4$ の高調波成分レベルは、前記SAWフィルタの-40dBの帯域外減衰が加わって-50dB以下であり、従来品と比較すると著しい高調波成分抑圧の改善が見られることがわかる。

【0042】つぎに図14は、本発明の図9が示す制御電圧 $V_{ctl}$ に対する発振周波数の可変特性 $DF$  (ppm)である。図中の縦軸 $DF$ は周波数変化率であり、図9の有するSAW共振子902の共振周波数 $f_r$ と発振周波数 $f_{osc}$ から、 $DF=(f_{osc}-f_r)/f_r \times 10^6$ として与えられるものである。横軸は図9の921端子に外部から印加する制御電圧 $V_{ctl}$ である。図中1400は、前記の $DF$ を示し、1401は図9の919の可変容量ダイオードが示す容量値 $C_v$  (pF)である。同図の特性は、前述の $f(A1)=622MHz$ 、伸長コイル $L=24nH$ 、発振器側の負荷容量値 $CL=10pF$ と設定して得たものである。 $DF=0$  (ppm)の横線 $f(A1)$ がSAW共振子(図9の902)とSAWフィルタ(図9の901)が有する1次斜対称モードA1の直列共振周波数 $f(A1)$ の配置であり、また横線 $f(S1)$ は前記SAWフィルタが有する1次対称モードS1の直列共振周波数 $f(S1)$ の配置である。本発明の電圧制御型SAW発振

器においては、伸長コイル917の周波数低下作用によって、前記 $f(S1)$ と $f(A1)$ 間に電圧制御型SAW発振器の可変周波数範囲を設定している。このように周波数を配置することにより、前記SAWフィルタの平坦な通過地域幅( $f(S1)$ と $f(A1)$ 間)を前記電圧制御型SAW発振器の周波数 $f_{osc}$ の信号電力が通過でき、減衰ロスのない振幅レベルが一定な出力信号を得ることができる。本発明においては、前記のSAW共振子とSAWフィルタのパターンを横幅にして40波長から50波長の領域に集積して一体形成することが可能なため、両者のもつ1次斜対称モードの周波数 $f(A1)$ をほぼ一致させて作成することができる(前記の横幅は622MHzの場合であれば、およそ200 $\mu m$ から250 $\mu m$ に相当する)。つぎに図15のブロック図において本発明の弾性表面波装置の応用例を示す。図中1500はバランスドミキサ、1501は本発明の弾性表面波装置、1502は $n$ 倍のPLL(位相ロック回路)、1503はRb原子時計あるいは高安定な水晶発振器からなる基準発振器である。これらの基準発振器の周波数確度は、温度環境と経時変化にたいして $10^{-9}$ 程度に安定であるが、利用しようとする周波数( $f_x + f_s$ )に比べて10MHz程度と小さいのが現行技術である。同図全体で周波数 $f_x$ を( $f_x \pm f_s$ )変換するにシンセサイザ機能を果たす。本発明の前記1501を使うことにより、1501からの出力信号に( $n \times f_s$ )高調波周波数成分が十分に抑圧されて含まれないために、結果としてバランスドミキサにて発生する高調波成分( $f_x \pm n \times f_s$ )が-50dBc除去でき優れた純度の新たな基準信号( $f_x \pm f_s$ )を得ることができる。さらにSAW発振器であるために、位相ノイズフロアも通常-160dBc程度と抑圧でき、十分使用に耐えるものが実現できる。

【0043】以上、本発明の弾性表面波装置の構成および特性につき説明した。構成例は水晶STカットで示したが、他のカットである16度回転Y板であるLSTカットとか、9.6度回転Y板であるKカットでもよく、さらにまた水晶以外の圧電気材料であっても条件を適正化すれば構成できることをつけくわえる。さらにまた、図2または、図3に示された回路素子はトランジスタで構成されているが、C-MOSであっても、GaAsトランジスタであってもかまわないし、IC化してもよいことはもちろんである。

【0044】

【発明の効果】以上述べたように本発明によれば、例えば水晶基板を用いて横2重モード型SAWフィルタとSAW共振子を一体に集積化して1チップ上に形成し、さらに外付けの能動素子と受動素子を付加することにより、フィルタ内蔵型のSAW発振器を構成できる。ことに前記SAW共振子とSAWフィルタを弾性的に結合させ

て同一の共振周波数にて共振させて用いると単一の周波数にて発振かつ濾波させることができるため個別の周波数調整が不要となる。さらには、SAWフィルタとしてフィルタの特性を合成する2つの独立な共振モードとして、1次対称モードS1、1次斜対称モードA1を使用し、両モード間の周波数差をおよそ1000ppmの帯域通過フィルタとなし、SAW共振子を前記1次斜対称モードA1からS1モード周波数で発振させるように周波数配置を設定することにより、従来より大幅に高調波成分を除去してかつ平衡型であり、SAW発振器を使用することから位相ノイズが小さく高品質な出力信号を容易に得ることができ、今後大幅に拡大と思われるGb/s高速有線通信市場のクロック信号源に提供でき多大な効果が期待できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の弾性表面波装置の一実施例が有する導体パターンを示す平面図。

【図2】 本発明の弾性表面波装置を使用して構成したSAWフィルタ内蔵型SAW発振器の一実施例が示す図。

【図3】 本発明が内蔵する横2重モード型SAWフィルタあるいはSAW共振子のIDTと振動変位を示す概念図。

【図4】 本発明の図1と図10が示す特性図。

【図5】 本発明の図1と図10が示す他の特性図。

【図6】 本発明の図1と図10のSAW共振子が示す他の特性図。

【図7】 本発明の図1が示す伝送特性図。

【図8】 本発明の動作原理を説明する概念図。

【図9】 本発明の使用例である電圧制御型SAW発振器の1実施例を示す構成図。

【図10】 図9に使用する本発明の弾性表面波装置の他の実施例が有する導体パターンを示す平面図。

【図11】 本発明の図10のSAW共振子1001が示す共振特性図。

【図12】 本発明の図10のSAWフィルタ1002が示す伝送特性図。

【図13】 本発明の図9のSAWフィルタ901の出力信号が示す電力スペクトル特性図。

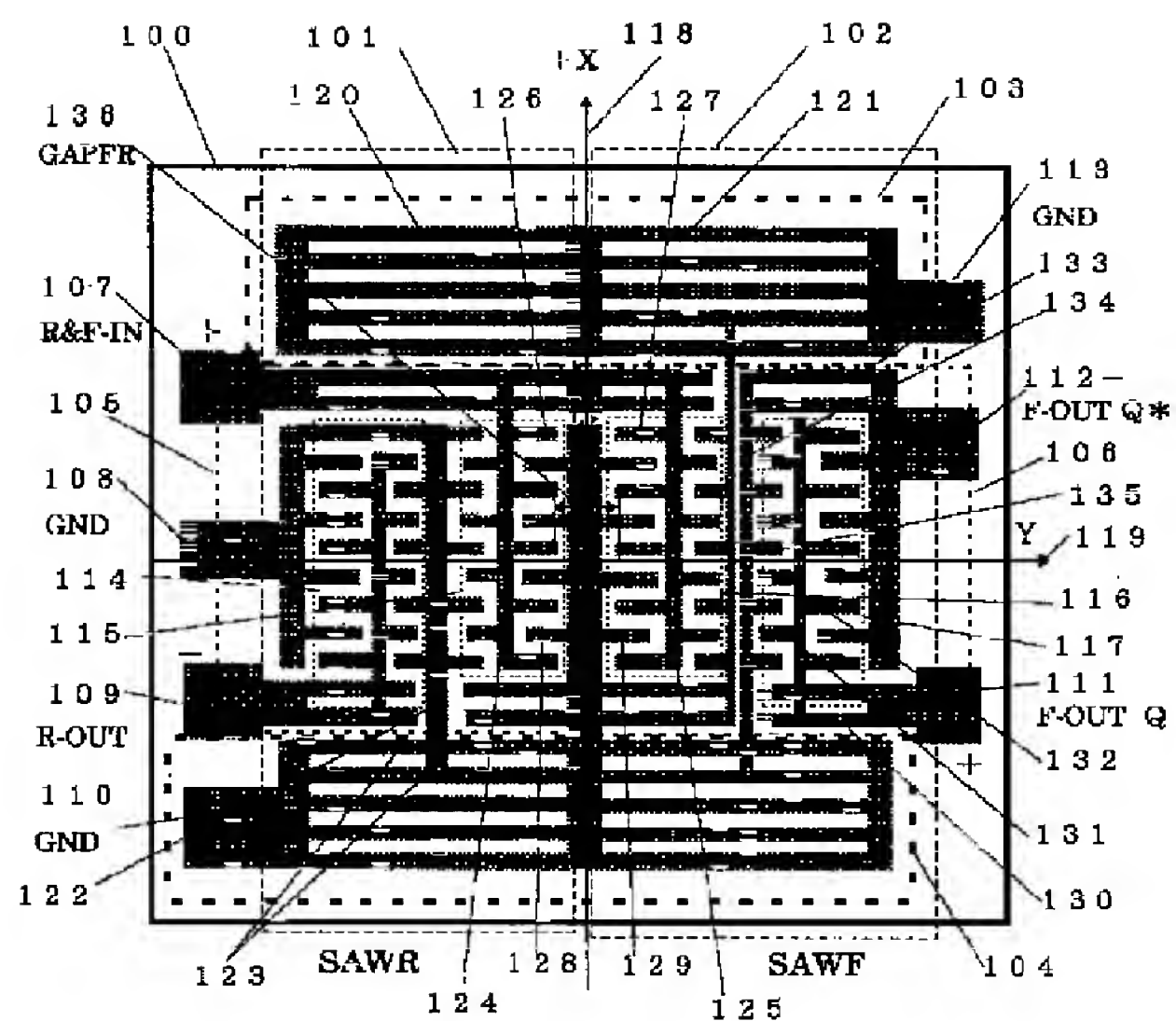
【図14】 本発明の図9が示す周波数可変特性図。

【図15】 本発明の弾性表面波装置を使用した周波数シンセサイザの構成図。

【符号の説明】

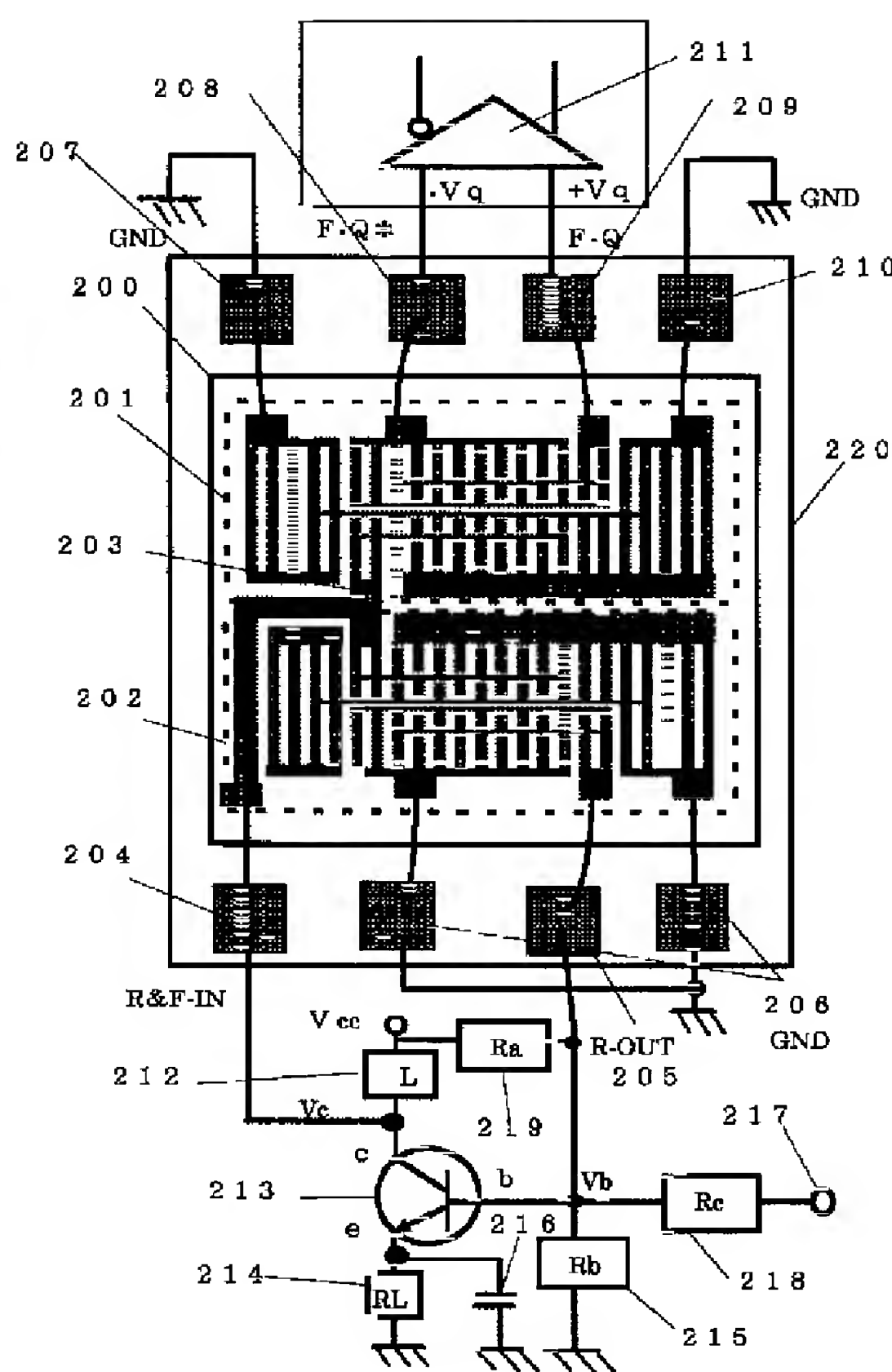
100 圧電体平板  
101 SAWR  
102 SAWF  
103 反射器1  
104 反射器2  
105, 106 入出力IDT

【図1】

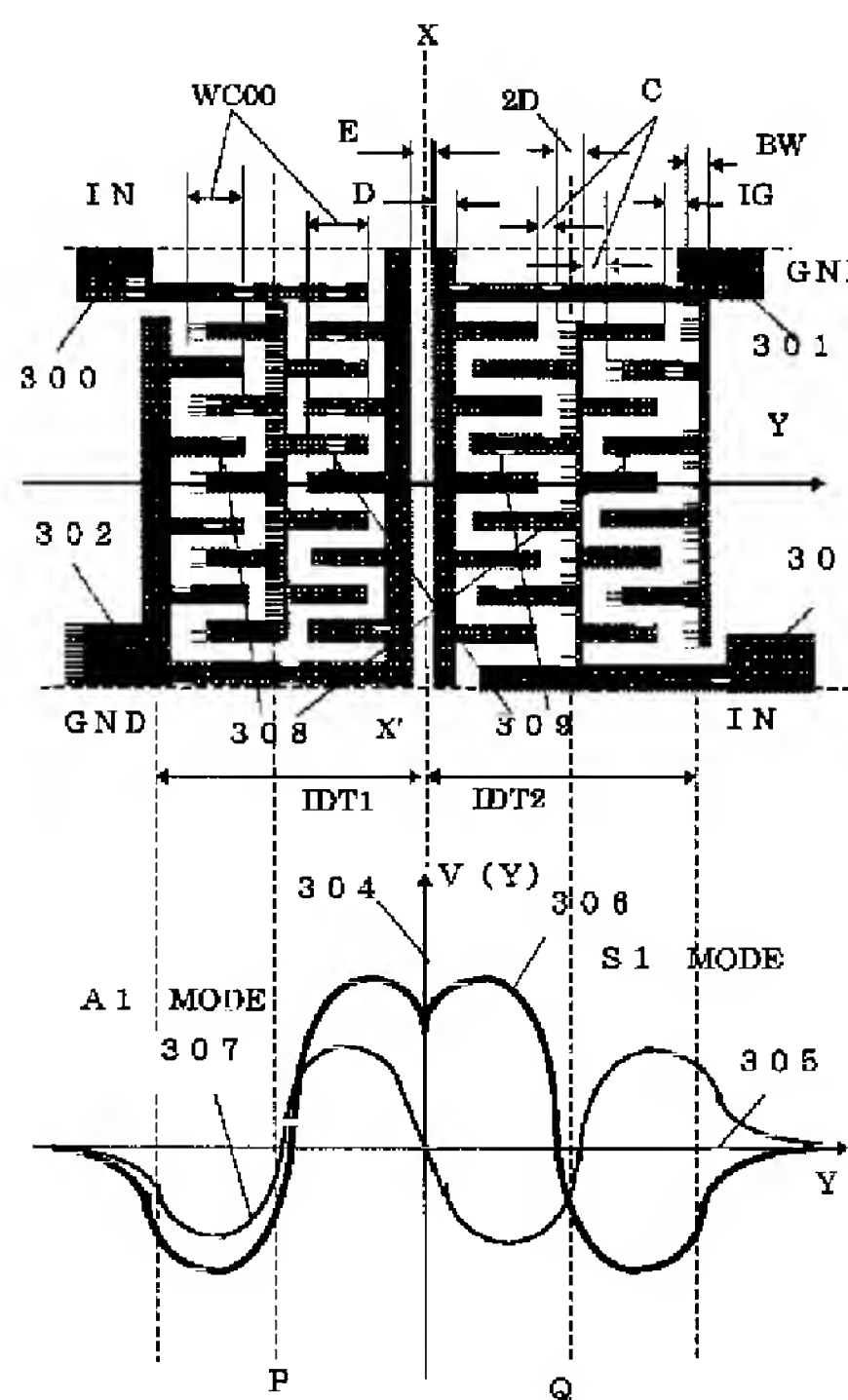


- 100 圧電体平板  
101 SAWR  
102 SAWF  
103 反射器1  
104 反射器2  
105, 106 入出力IDT

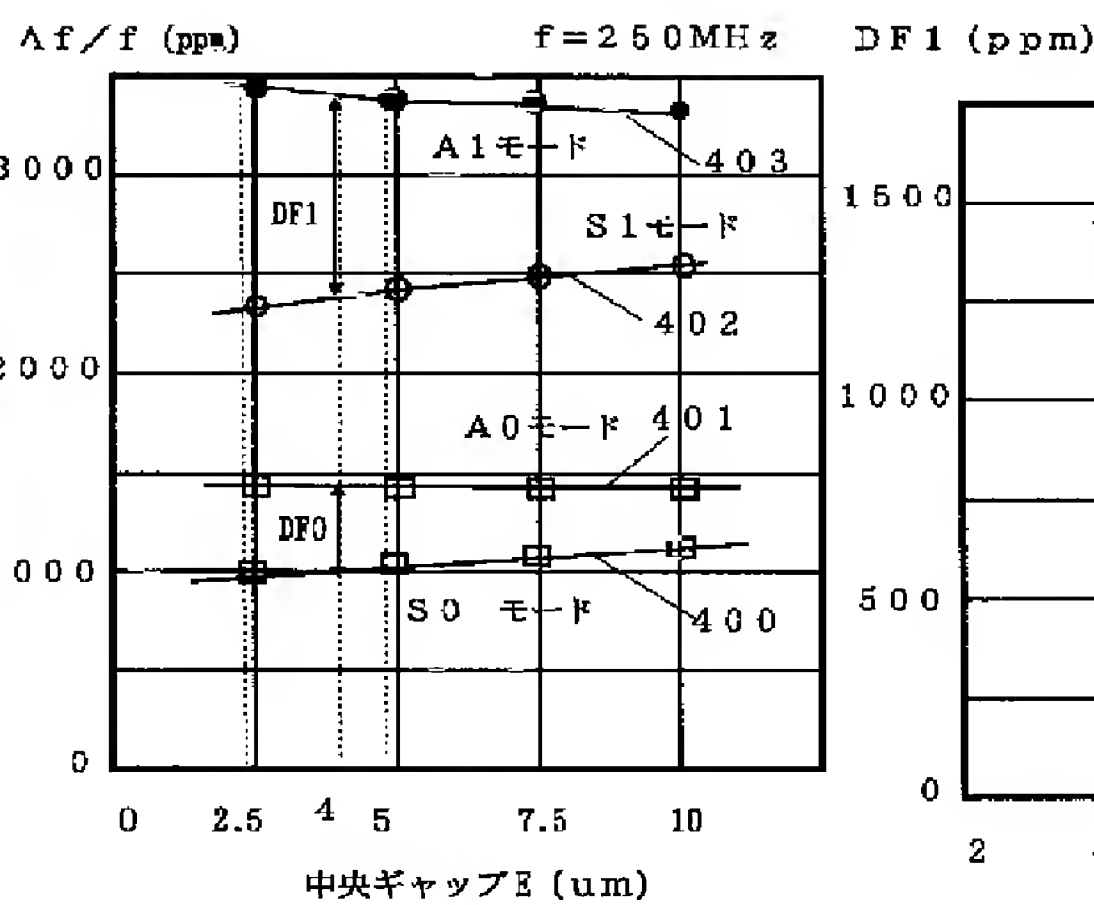
【図2】



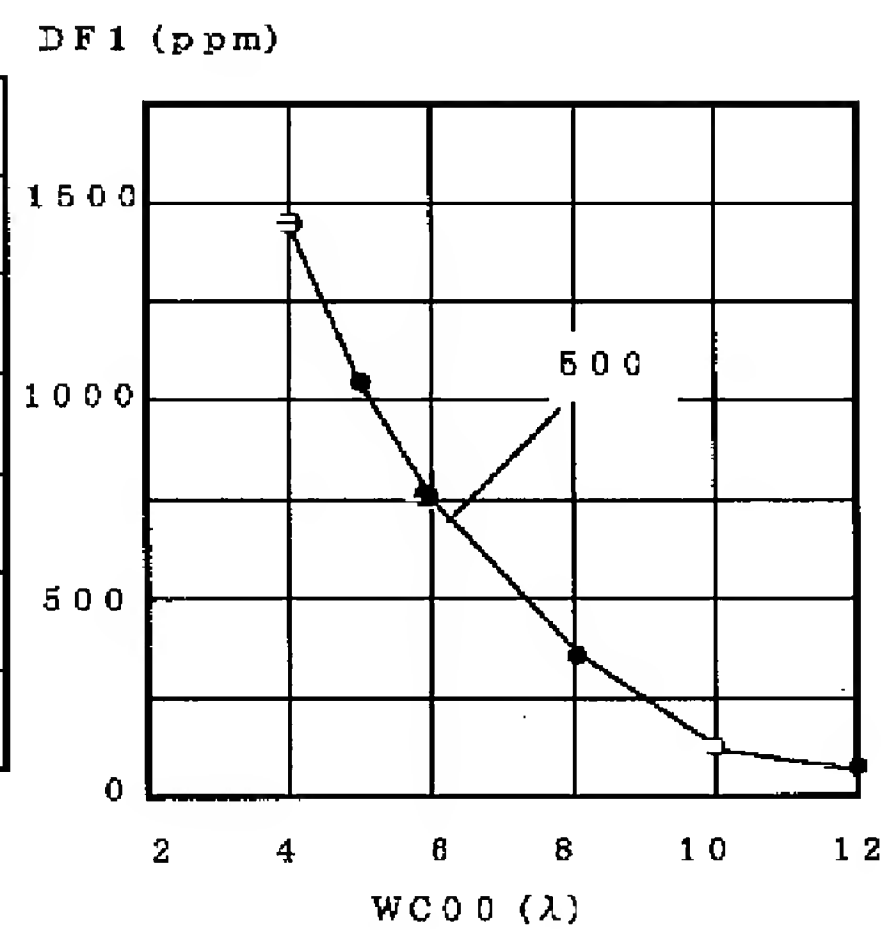
【図3】



【図4】

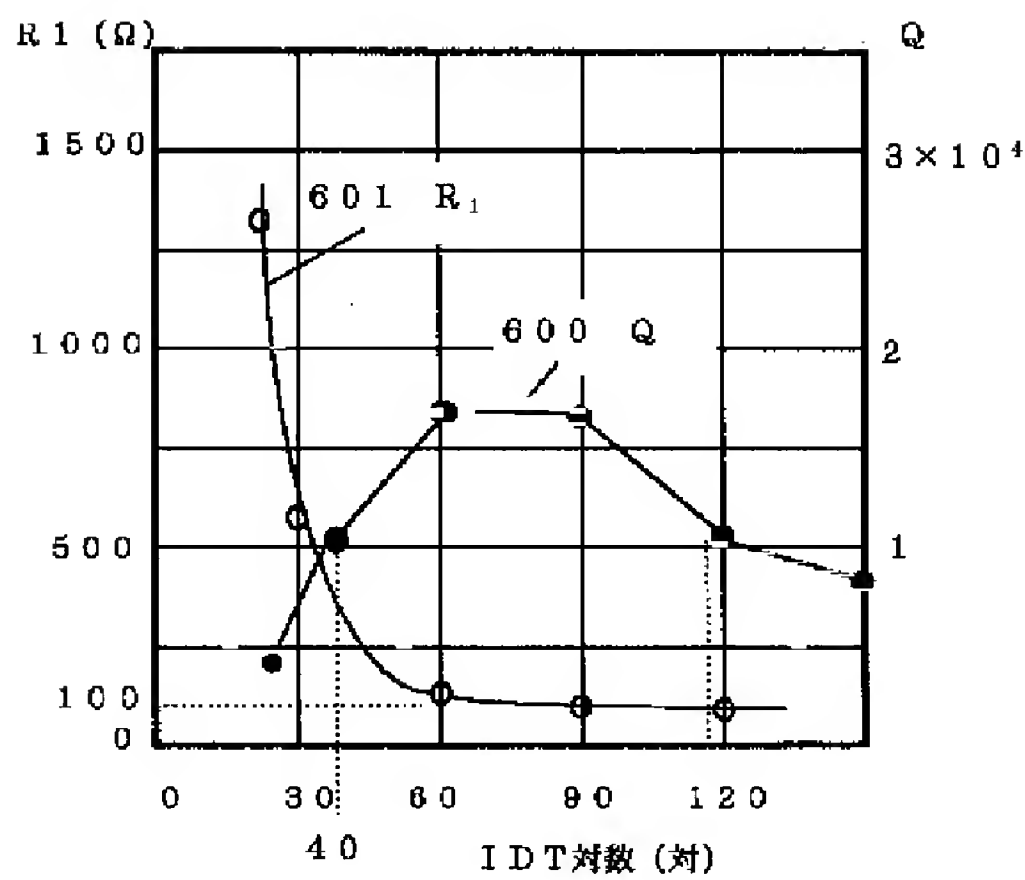


【図5】

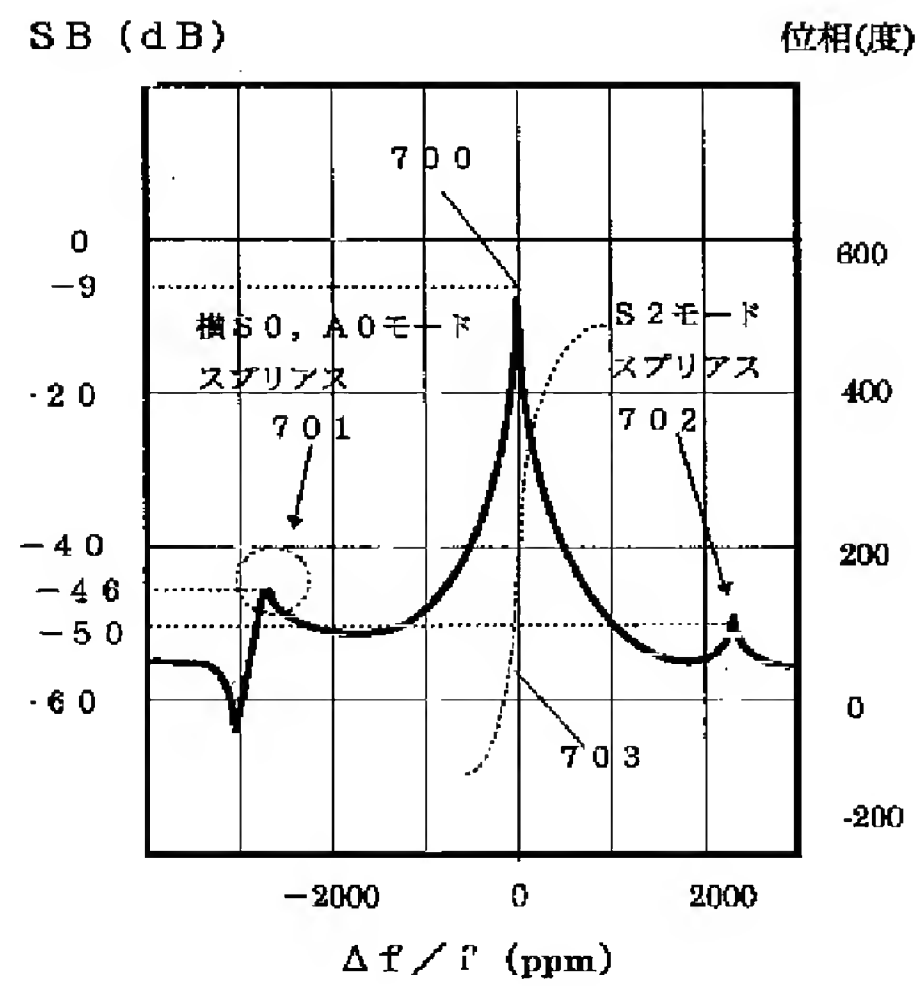




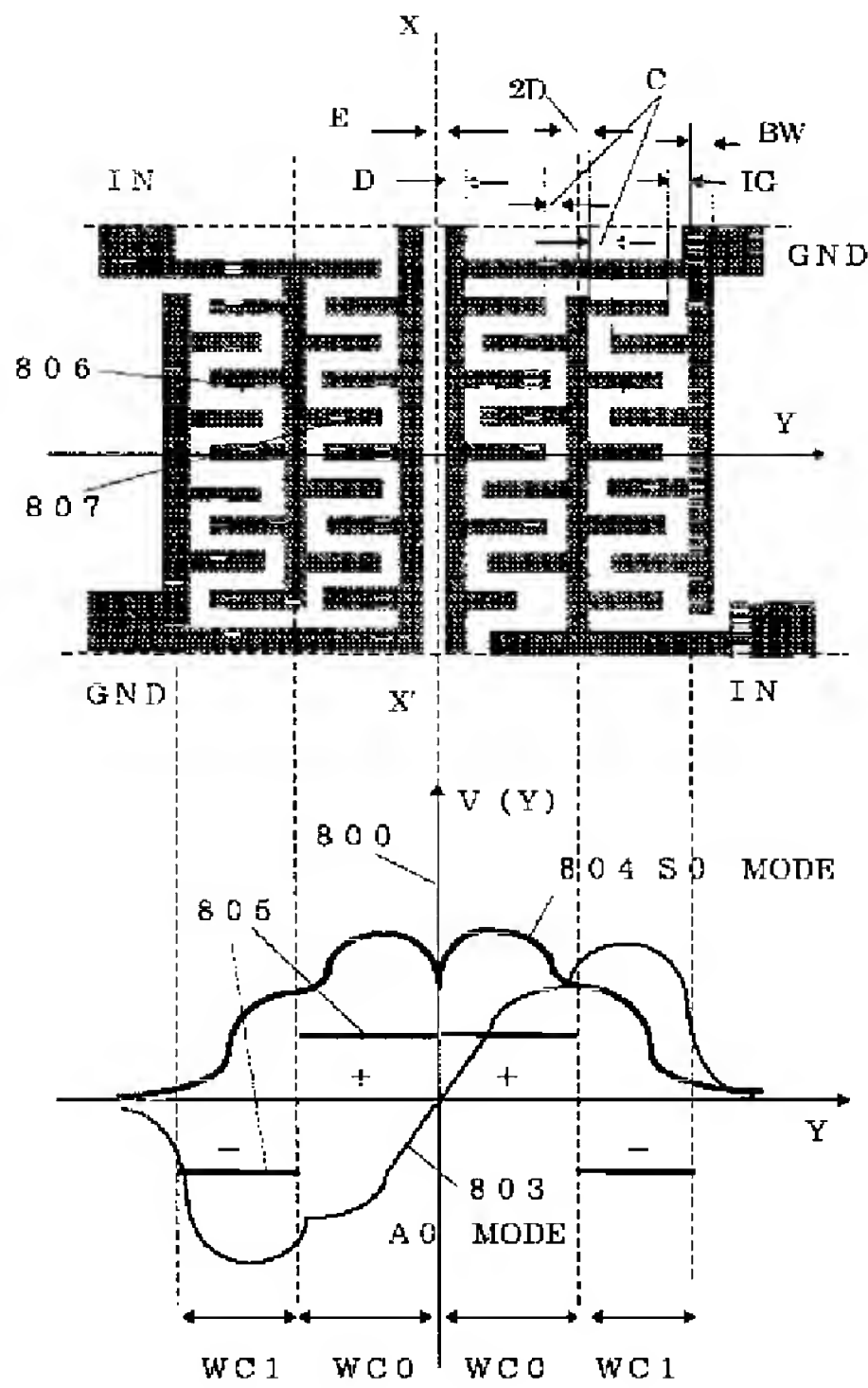
【図6】



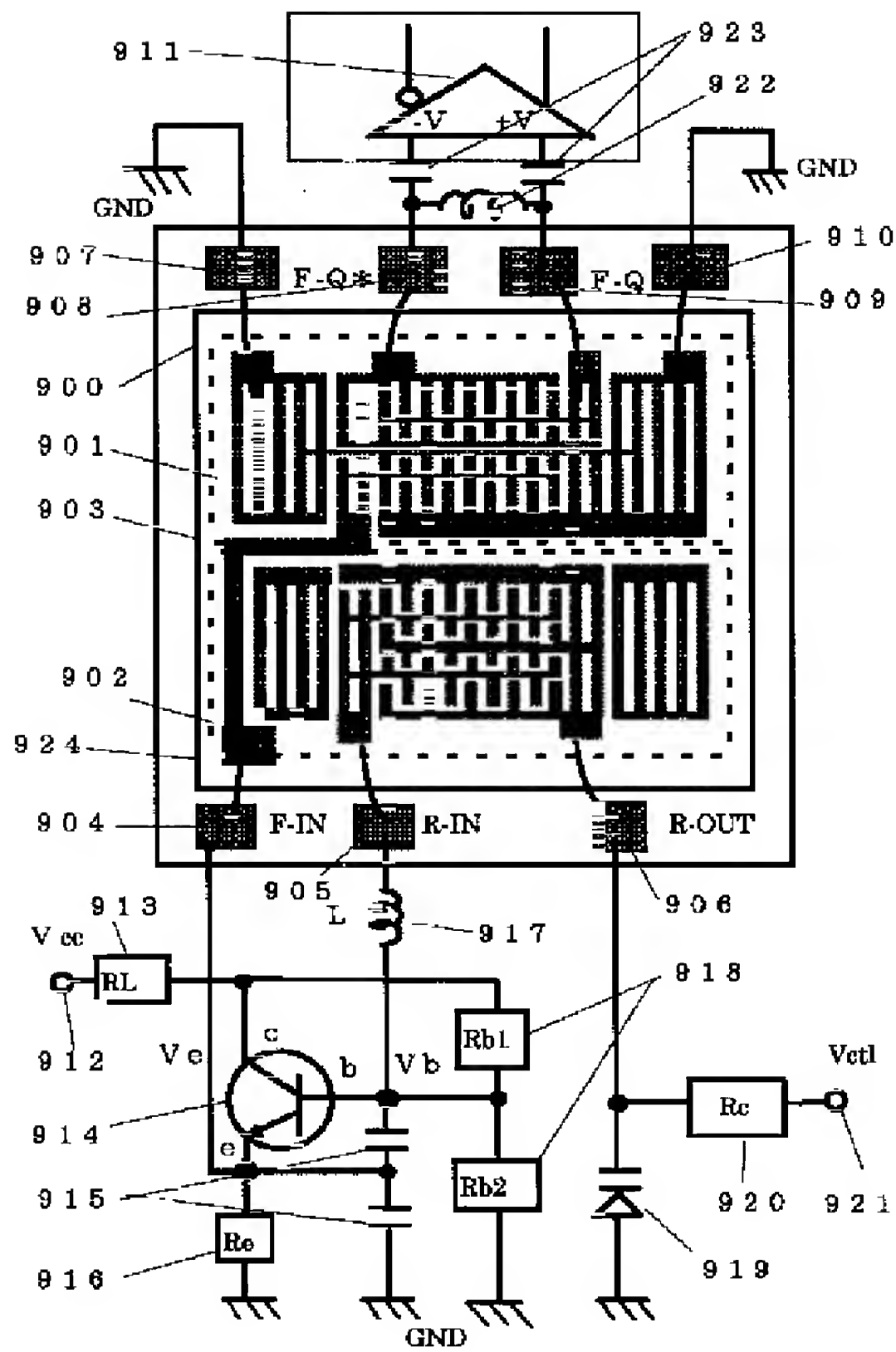
【図7】



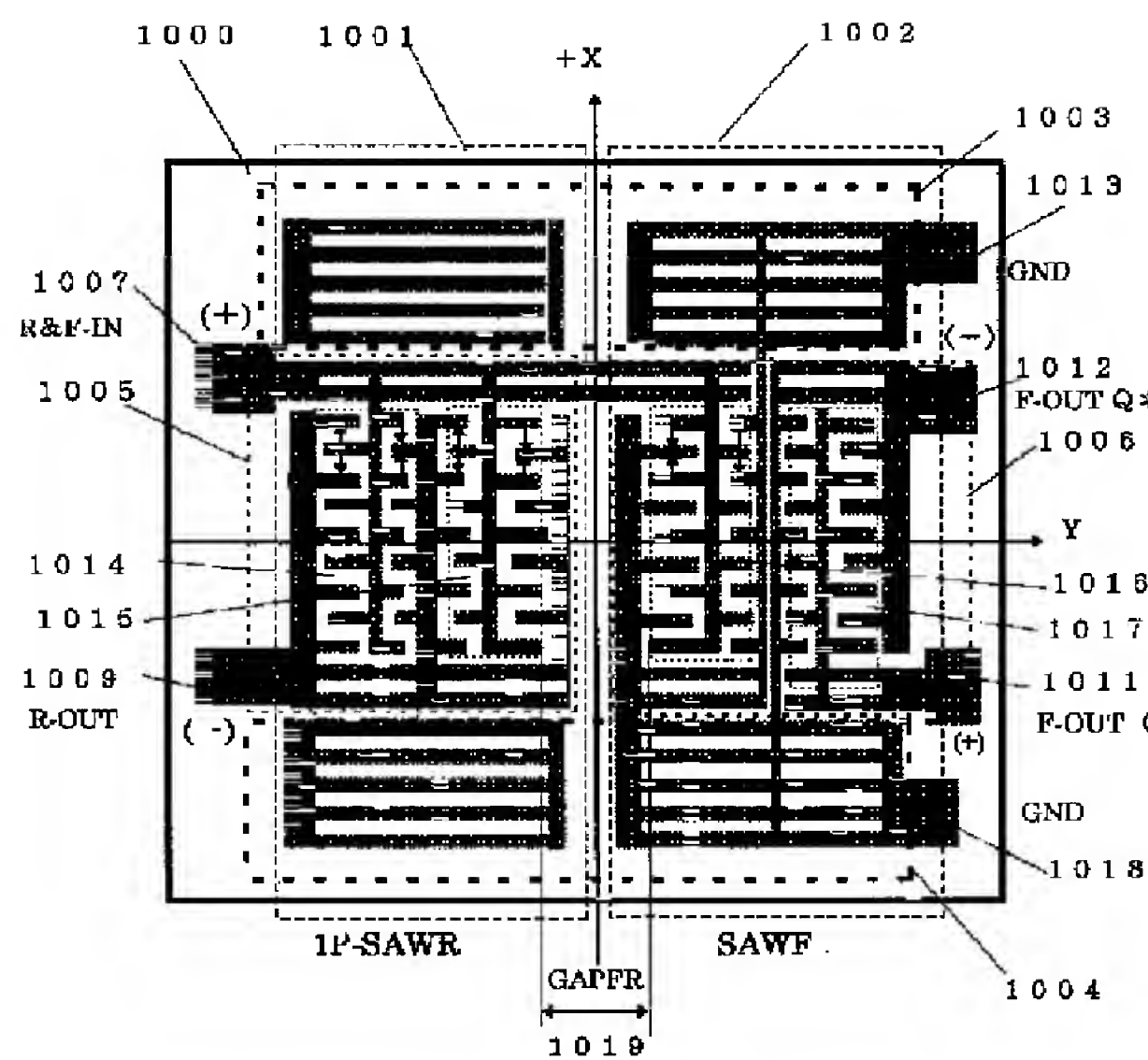
【図8】



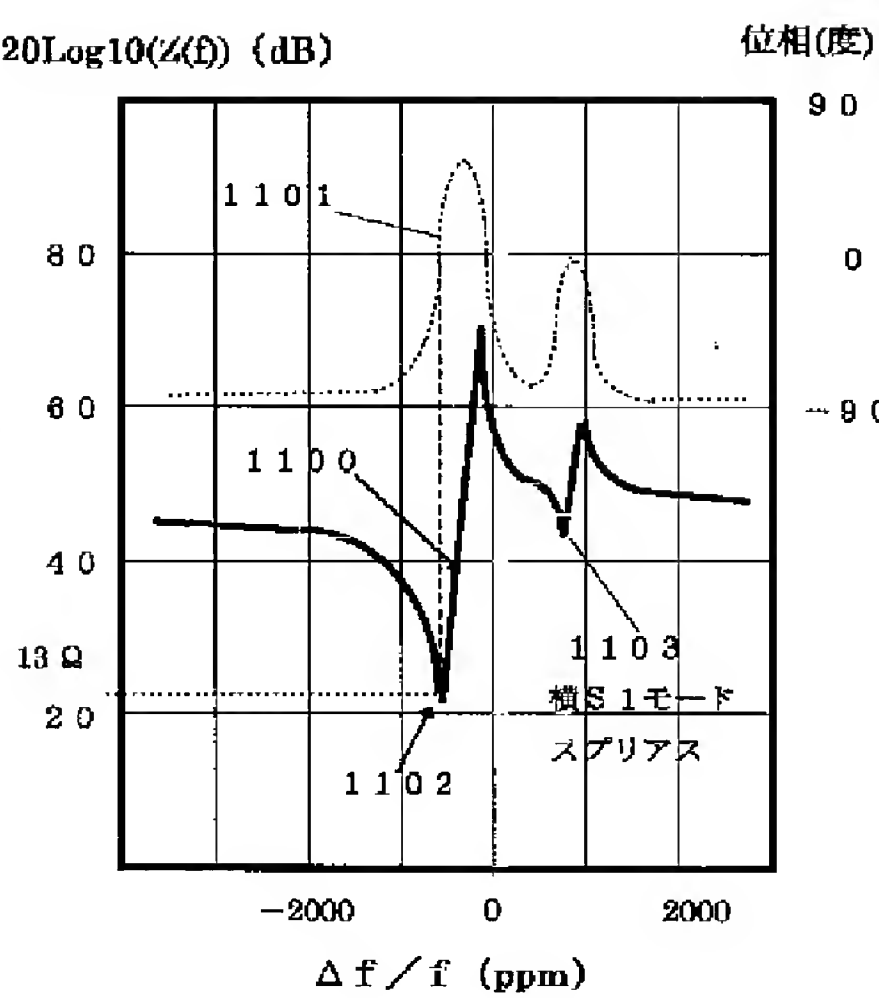
【図9】



【図10】

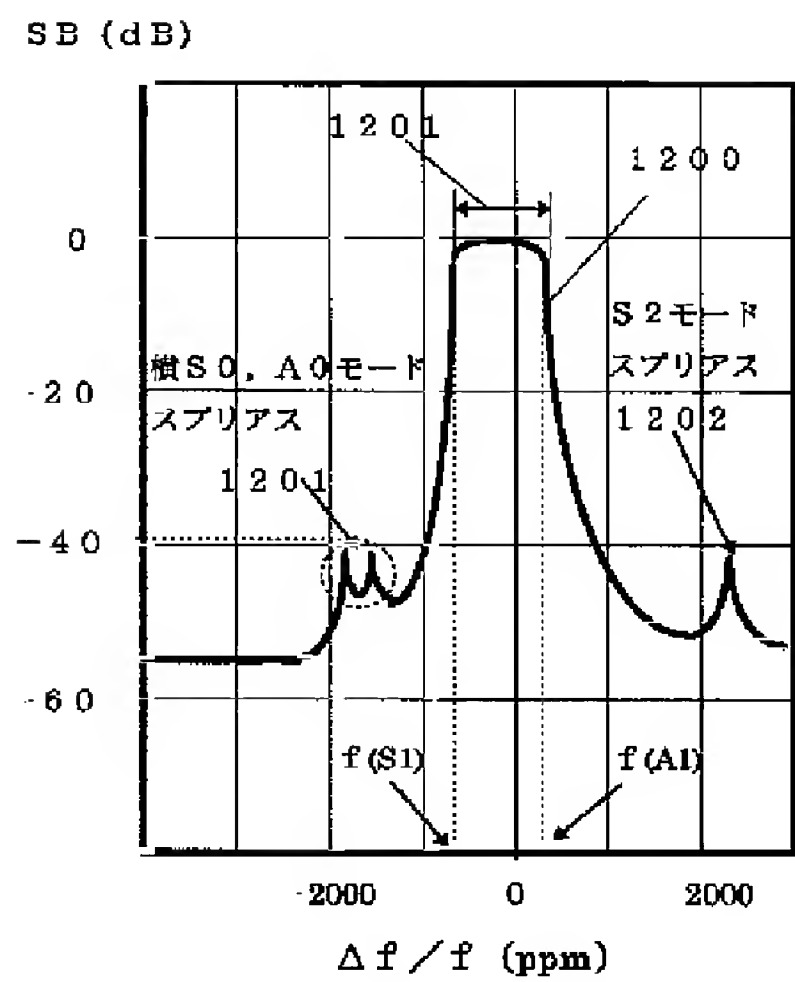


【図11】

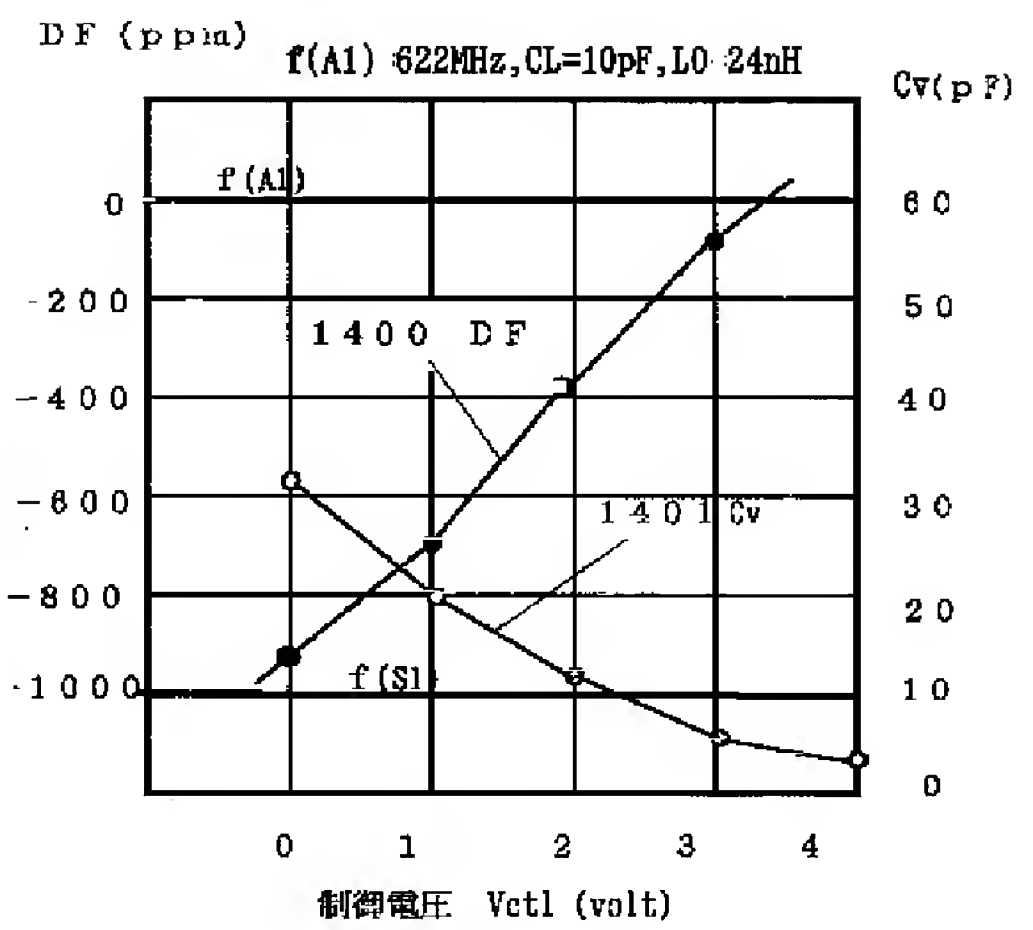
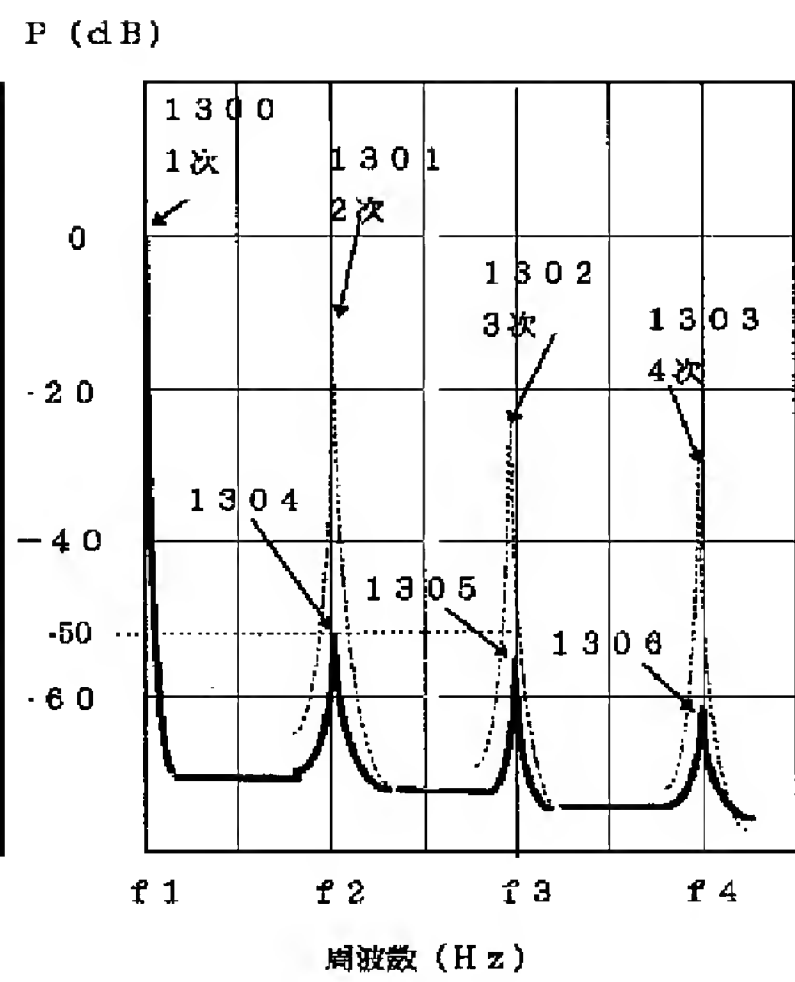


【図14】

【図12】

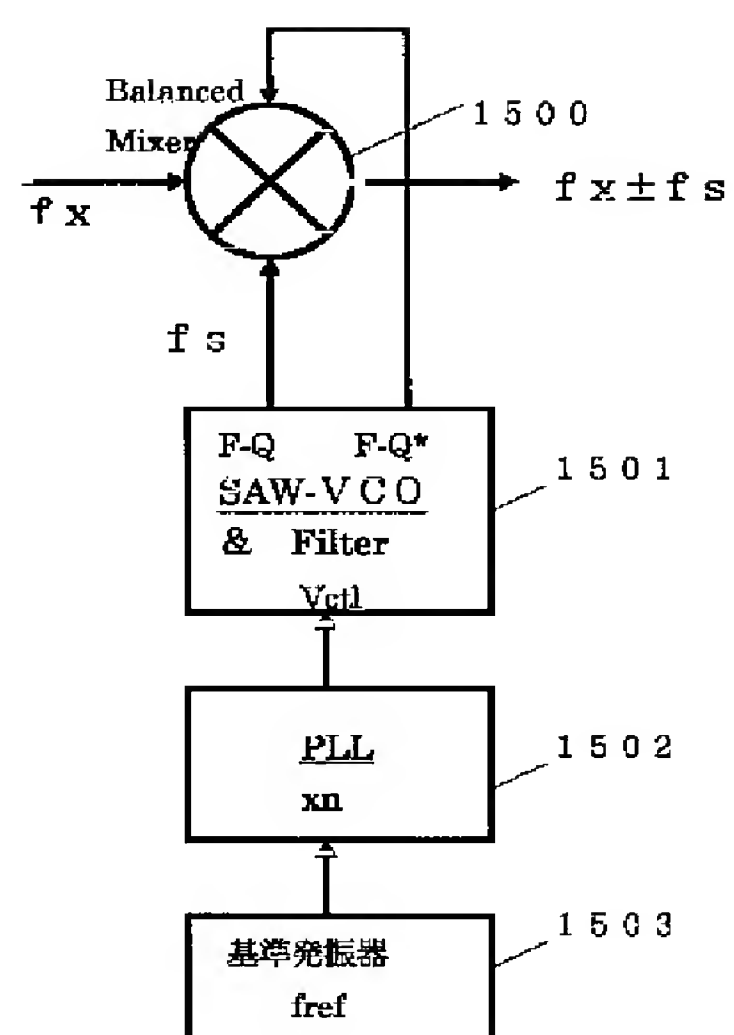


【図13】





【図 15】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5J079 AA06 BA35 FA01 FA14 FA21  
FA26 FB26 KA01  
5J097 AA14 AA30 BB02 BB03 BB14  
DD06 DD25 GG02 LL06 LL08